

Axel Walter

**Konstruktive Ausführung und Berechnung der
geometrischen Abmessungen und des
Betriebsverhaltens von bürstenlosen
Permanentmagnetmotoren in Abhängigkeit vom
Anwendungsfall**

**Konstruktive Ausführung und
Berechnung der geometrischen
Abmessungen und des
Betriebsverhaltens von bürstenlosen
Permanentmagnetmotoren in
Abhängigkeit vom Anwendungsfall**

Von Axel Walter



Universitätsverlag Ilmenau
2010

Impressum

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Angaben sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Diese Arbeit hat der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau als Dissertation vorgelegen.

Tag der Einreichung: 5. Juni 2009

1. Gutachter: PD Dr.-Ing. habil. Andreas Möckel
(TU Ilmenau)

2. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick
(Leibniz-Universität Hannover)

3. Gutachter: Dr.-Ing. Dorin Iles-Klumpner
(ebm-papst St.Georgen GmbH)

Tag der Verteidigung: 16. Februar 2010

Technische Universität Ilmenau/Universitätsbibliothek

Universitätsverlag Ilmenau

Postfach 10 05 65

98684 Ilmenau

www.tu-ilmenau.de/universitaetsverlag

Herstellung und Auslieferung

Verlagshaus Monsenstein und Vannerdat OHG

Am Hawerkamp 31

48155 Münster

www.mv-verlag.de

ISBN 978-3-939473-81-7 (Druckausgabe)

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2010000195

Titelfoto: photocase.com | AlexFlint

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Energie- und Steuerungstechnik der Technischen Universität Ilmenau.

Dem Leiter des Fachgebiets Kleinmaschinen, Herrn PD Dr.-Ing. habil. A. Möckel möchte ich für seine andauernde Unterstützung und seine Hilfsbereitschaft herzlich danken.

Mein Dank gilt auch allen Mitarbeitern des Fachgebietes, die mir während meiner Arbeit mit wertvollen Ratschlägen und ständiger Diskussionsbereitschaft zur Seite standen. Besonders zu nennen ist dabei Herr Dr.-Ing. R. Schuder, der wesentlich den Aufbau der Versuchseinrichtung unterstützte.

Die zahlreichen numerischen Berechnungen wurden mit Unterstützung des Rechenzentrums der TU Ilmenau durchgeführt. Für die gute Zusammenarbeit danke ich den Mitarbeitern des RZ, allen voran Herrn H. Schwanbeck.

Ganz besonders bedanke ich mich bei meiner Frau Viktoria, die mühelos die notwendige Geduld aufbrachte und mir stets den notwendigen Rückhalt bot. Auch meinen Eltern, die mir eine wissenschaftliche Laufbahn überhaupt erst ermöglichten, danke ich von Herzen.

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dem Entwurf von Elektronikmotoren und der dynamischen Simulation ihres Betriebsverhaltens. Mit dem entwickelten Programm und dem darin enthaltenen Motormodell ist die Behandlung von Innen- und Außenläufermotoren in genuteter Ausführung oder mit Luftspaltwicklung möglich. Die Betrachtung beschränkt sich auf dreiphasige Anordnungen mit oberflächenmontierten Magneten. Die schriftliche Arbeit stellt zusammen mit dem Programmpaket ein Werkzeug dar, das einen Erstentwurf eines permanenterregten bürstenlosen Motors unter gegebenen Randbedingungen ermöglicht.

Kernstück der Arbeit ist ein analytisches Modell zur Beschreibung des Elektronikmotors. Die analytische Berechnung des Luftspaltfeldes durch Anwendung der Magnetladungstheorie stellt für die betrachtete Gruppe von Motoren eine Alternative zur zeit- und rechenintensiven numerischen Feldberechnung dar und ermöglicht vergleichsweise schnelle Lösungen von hinreichender Genauigkeit. Dieser Vorteil kommt zum einen insbesondere bei der Betrachtung dynamischer Vorgänge zum Tragen, die eine Berechnung über einen ausreichend langen Zeitraum erfordern. Zum andern bietet sich die Berechnung einer großen Anzahl Varianten unter Ausnutzung der Zeitersparnis zum Beispiel für eine Optimierung des Nutrastrmoments an. Die Berücksichtigung des Nutungseinflusses, der durch die Magnetladungstheorie nur schlecht erfasst werden kann, wurde durch Einführung einer Abbildungsvorschrift mittels einer Formfunktion umgesetzt.

Aufbauend auf dem analytischen Modell wurde ein rechnergestütztes Entwurfsverfahren entwickelt, das nach Vorgabe einer Mindestanzahl an Parametern einen Erstentwurf bereitstellt.

Es werden Gesichtspunkte zur Wahl der Ausführungsform diskutiert, um den Bediener bei der Entscheidung für eine Konfiguration zu unterstützen. Wichtige Aspekte sind das Ansteuerungsverfahren, die Auswahl des Magnetmaterials, die Nutzung des Ständers und die Anordnung der Hauptelemente.

Abstract

The present paper is concerned with the design of permanent-magnet brushless motors and the dynamic simulation of their operating behaviour. With the program developed and the motor model contained in it, the treatment of internal and external rotor engines is possible for both slotted and slotless designs. The paper focuses only on three-phase arrangements with surface-mounted magnets, and – together with the program complex – serves as a tool which enables a first draft of a permanent-magnet brushless motor under given boundary conditions.

The central part of the work is an analytical model to describe the permanent-magnet brushless motor. The analytical computation of the air-gap field by applying the magnetic charge theory represents an alternative to the time-consuming numeric field computation for the group of motors under consideration. At the same time, it permits comparatively fast solutions to be obtained with sufficient accuracy. On the one hand, this advantage becomes evident particularly when considering those dynamic processes which require computation over a sufficiently long period of time. On the other hand, due to the saving of time, a large number of different designs can be calculated, e.g. for optimising the cogging torque. Furthermore, the influence of the slots, which can be determined by the magnetic charge theory only insufficiently, has been taken into account by the introduction of a mapping rule by means of a form function.

On the basis of the analytical model, a computer-assisted design procedure has been developed which allows a rough draft to be obtained after specifying a minimum number of parameters.

Some criteria for the selection of the embodiment are discussed to support the operator in the decision making concerning a specific configuration. Here, the drive procedure, the selection of the magnetic material, the cogging of the stator as well as the arrangement of the main elements have to be taken into consideration.

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | EINLEITUNG | 13 |
| 1.1 | Problemstellung | 13 |
| 1.2 | Literaturrecherche | 15 |
| 1.3 | Stand der Technik | 19 |
| 1.4 | Gewählter Lösungsansatz | 20 |
| 2 | ANALYTISCHES MOTORENTWURFSVERFAHREN | 23 |
| 2.1 | Zielstellung | 23 |
| 2.2 | Vorgaben der Randbedingungen | 23 |
| 2.3 | Gewähltes Entwurfsverfahren | 25 |
| 3 | ANALYTISCHE SIMULATION VON ELEKTRONIKMOTOREN | 30 |
| 3.1 | Prinzipielle Wirkungsweise | 30 |
| 3.2 | Elektrisches Modell | 32 |
| 4 | BERECHNUNG DES PERMANENTERREGTEN LUFTSPALTFELDES | 37 |
| 4.1 | Magnetladungsmodell | 40 |
| 4.2 | Lösungsverfahren | 42 |
| 4.3 | Praktische Umsetzung | 49 |
| 4.3.1 | Bestimmung der Parameter des Magnetkreises | 50 |
| 4.3.2 | Berücksichtigung der Nutung | 52 |
| 4.4 | Bestimmung der Wicklungsparameter | 56 |
| 5 | BERECHNUNG DES DREHMOMENTS UND DER INDUZIERTEN SPANNUNG AUS DEN FELDGRÖßEN | 59 |
| 5.1 | Berechnung der induzierten Spannung | 59 |
| 5.2 | Berechnung des Drehmoments mit dem Maxwell'schen Spannungstensor | 63 |
| 6 | MECHANISCHES MODELL | 68 |

| | | |
|------------|---|------------|
| 7 | GESICHTSPUNKTE ZUR WAHL DER AUSFÜHRUNGSFORM | 77 |
| 7.1 | Ansteuerverfahren | 77 |
| 7.1.1 | Einleitung | 77 |
| 7.1.2 | Betriebsverhalten des Elektronikmotors auf seiner natürlichen Kennlinie | 82 |
| 7.1.3 | Berechnung des Drehmoments bei sinuskommutierten Strömen | 86 |
| 7.1.4 | Berechnung des Drehmoments bei Blockkommutierung | 96 |
| 7.1.5 | Gegenüberstellung der Anordnungen | 109 |
| 7.2 | Magnete | 115 |
| 7.2.1 | Materialien | 115 |
| 7.2.2 | Magnetformen | 117 |
| 7.2.3 | Magnetisierungsrichtung | 119 |
| 7.3 | Unterschiede zwischen genuteter und ungenuteter Ausführung des Ständers | 125 |
| 7.4 | Auswahlkriterien für Innenläufer oder Außenläufer | 127 |
| 8 | VALIDIERUNG DES MODELLS ANHAND AUSGEFÜHRTER ELEKTRONIKMOTOREN | 132 |
| 8.1 | Motor 1 | 133 |
| 8.1.1 | Aufbau des betrachteten Motors | 133 |
| 8.1.2 | Induzierte Spannung | 135 |
| 8.1.3 | Nutrastmoment | 137 |
| 8.1.4 | Betriebsverhalten | 139 |
| 8.2 | Motor 2 | 142 |
| 8.2.1 | Aufbau des betrachteten Motors | 142 |
| 8.2.2 | Induzierte Spannung | 143 |
| 8.2.3 | Strangstrom und Leiter-Leiter-Spannung bei Belastung | 144 |
| 9 | BERECHNUNG DES NUTRASTMOMENTS ALS BASIS EINER OPTIMIERUNG | 147 |
| 9.1 | Gegenüberstellung des mit dem Modell berechneten Nutrastmoments mit den Ergebnissen der numerischen Feldberechnung | 148 |
| 9.1.1 | Symmetrische Anordnung | 152 |
| 9.1.2 | Einfluss der Nutform | 154 |
| 9.2 | Variation von Geometrieparametern | 159 |
| 9.2.1 | Unsymmetrische Anordnung durch radiale Verschiebung eines Magneten | 159 |
| 9.2.2 | Variation der Nutschlitzbreite | 163 |
| 9.3 | Beispiel einer Anordnung mit angepasster Nutschlitzbreite | 165 |

| | | |
|-------------|--|------------|
| 10 | ZUSAMMENFASSUNG | 168 |
| 11 | ANHANG | 172 |
| 11.1 | Die empirisch ermittelten Nutzungskoeffizienten | 172 |
| 11.2 | Abschätzung des Fehlers bei ausschließlicher Verwendung des Wicklungsfaktors der Grundschiwingung | 179 |
| 12 | LITERATURVERZEICHNIS | 181 |
| 13 | VERZEICHNIS DER FORMELZEICHEN UND INDIZES | 186 |
| 13.1 | Formelzeichen | 186 |
| 13.2 | Indizes | 189 |

1 Einleitung

1.1 Problemstellung

In unserem Alltag sind die elektrischen Maschinen allgegenwärtig. Besonders die Kleinmaschinen haben den Weg in unsere nächste Umgebung, in unsere Wohnungen und unsere Autos gefunden. Die Anzahl der in jedem Haushalt verwendeten Antriebe liegt im zweistelligen Bereich und in modernen Fahrzeugen werden unter Umständen mehr als hundert Elektromotoren verbaut. Dabei kommen immer noch zum größten Teil Kommutatormotoren zum Einsatz, die ihren Ursprung in den Geburtsjahren des Elektromaschinenbaus haben. Man setzt auf Altbewährtes, da die Eigenschaften der Kommutatormotoren erschöpfend untersucht scheinen und die Verfahren zu ihrer Herstellung erprobt und prozesssicher sind. Hohe Stückzahlen ermöglichen eine kostengünstige Fertigung.

Auf den Konstrukteuren lastet allgemein ein anhaltender Druck, die Motoren zu verbessern und die Herstellungskosten zu senken. Das hat zu Maschinen geführt, die in ihren Anwendungen zum Beispiel hinsichtlich Leistungsdichte und Kosten kaum noch Optimierungspotential aufweisen. Der nächste Schritt zur Verbesserung der Eigenschaften, zur Senkung der Kosten und zur Vereinfachung des Herstellungsprozesses muss eine tiefgreifende und prinzipielle Umstellung sein. Eine Möglichkeit ist es, den Läufer mit Permanentmagneten auszustatten und nur den unbeweglichen Ständer mit einer Wicklung zu versehen. Die Notwendigkeit, eine rotierende Wicklung zu bestromen, entfällt mit allen damit

verbundenen Schwierigkeiten. Das für die Bewegung erforderliche Drehfeld wird erzeugt, indem die Ständerwicklung mit Hilfe einer Elektronik entsprechend gespeist wird.

Der wesentliche Nachteil des Elektronikmotors sind die durch die unvermeidliche Elektronik hervorgerufenen Kosten, die in der Vergangenheit oftmals zu einer Entscheidung für den günstigeren Kommutatormotor führten. Die rasante Entwicklung der elektronischen Bauteile, die mit einem Preisverfall und ständig abnehmenden Baugrößen einhergeht und der zunehmende Einsatz von Regelelektroniken auch beim Kommutatormotor entkräften dieses Argument mehr und mehr.

Durch den Verzicht auf das Bürste-Kommutator-Kontaktsystem ergeben sich erhebliche Vorteile. Der Wartungsaufwand wird reduziert, da die Notwendigkeit des Bürstenaustausches nach einer bestimmten Laufzeit komplett entfällt. Zusätzlich wird ein wesentlicher Verschleißfaktor aus dem System entfernt. Die Abnutzung des Kommutators beeinflusst das Betriebsverhalten des Motors und kann im Extremfall in den Verlust der Einsatzfähigkeit münden. Der unvermeidliche Kohlestaub im Inneren des Motors führt zu leitfähigen Verbindungen und provoziert Funktionsstörungen, denen konstruktiv vorzubeugen ist. Feine Staubpartikel gelangen in kleinste Öffnungen und beeinträchtigen die Funktion von Lagern und anderen mechanischen Bauteilen. Nicht zu vergessen ist auch die Funkenbildung, die häufig am Kontaktsystem vorkommt. Sie ist eine EMV-Störquelle und stellt in leichtentzündlichen Milieus ein nicht zu unterschätzendes Sicherheitsrisiko dar. All diese Erscheinungen treten beim Elektronikmotor nicht auf.

Da die namensgebende Elektronik nicht zwangsweise direkt am Motor montiert sein muss, können die auftretenden Verluste räumlich vom mechanischen Energiewandler getrennt bleiben und führen dort nicht zu einer zusätzlichen Belastung. Der Einsatz hochenergetischer Magnetmaterialien wie zum Beispiel Neodym-Eisen-Bor erlaubt hohe Leistungsdichten bzw. geringere Bauvolumen.

Die Verwendung des Elektronikmotors in den verschiedensten Bereichen stellt die Entwickler, die bei der Auslegung von Kommutatormotoren auf einen reichen Erfahrungsschatz zurückgreifen konnten, vor die Notwendigkeit, sich mit neuen Gesichtspunkten auseinanderzusetzen. Dabei stellen Programme, die den Motorentwurf unterstützen, eine nicht zu unterschätzende Hilfeleistung dar. Der Entwickler hat zum einen den Bedarf, im Entwurf frühzeitig zu einem brauchbaren Ansatz zu gelangen, an dem im weiteren Verlauf eines Projektes möglichst wenig Änderungen durchzuführen sind. Zum andern muss er ebenso in der Lage sein, das Betriebsverhalten des Motorkonzepts in der vorgesehenen Anwendung bereits in einem frühen Stadium ausreichend genau zu beschreiben. Benötigt wird also eine Lösung, die aus der Kombination zweier Elemente besteht: Einem Entwurfswerkzeug und einem Simulationswerkzeug. Beide werden in der vorliegenden Arbeit vorgestellt.

1.2 Literaturrecherche

Im Gegensatz zu den Kommutatormotoren ist die umfassende Beschreibung des Betriebsverhaltens von elektronisch kommutierten Motoren bisher eher der englischsprachigen Fachliteratur vorbe-

halten. Die dort erschienenen Werke (z.B. /15/ und /18/) bieten zumeist eine Charakterisierung anhand von Proportionalitätsfaktoren wie der „EMF constant“ und der „Torque constant“, ohne bei deren Herleitung im Detail auf die Feldverhältnisse im Luftspalt des Motors einzugehen, die die Ursache der Drehmomentbildung und der induzierten Spannung sind. Im deutschsprachigen Raum findet man nur wenige Veröffentlichungen, die einen Überblick über die verschiedenen Typen der Elektronikmotoren und ihr Betriebsverhalten geben (z.B. /21/) und eine Reihe von Ausarbeitungen, die sich intensiv mit Teilaspekten befassen (u.A. /7/ und /8/).

In ihrer Bedeutung für die Anfertigung der vorliegenden Arbeit sind einige Abhandlungen besonders hervorzuheben, da sie als Grundlage und Anregung dienen.

Die Doktorarbeit von Marinescu (/4/), die 1979 veröffentlicht wurde, befasst sich eingehend mit der analytischen Berechnung und Modellierung von Systemen mit Dauermagneten und magnetisch leitfähigen Materialien. Dazu wird das Modell der Magnetladungen verwendet und in Analogie zum elektrischen Feld mit Hilfe von fiktiven Spiegelladungen die Verteilung der Feldgrößen im System berechnet. Die vorgestellte Herangehensweise wird in der vorliegenden Arbeit aufgegriffen und auf konkrete Fälle angewendet.

Die Dissertation von Walkhoff (/6/), die im Jahr 1989 abgeschlossen wurde, umfasst die Modellierung eines permanenterregten bürstenlosen Scheibenläufermotors mit Luftspaltwicklung und die Bestätigung der Ergebnisse im Experiment. Das Luftspaltfeld wird im

dreidimensionalen Raum aus dem magnetischen Potential bestimmt, was eine so genannte „starre Magnetisierung“ der Permanentmagnete voraussetzt. Dabei wird davon ausgegangen, dass die vorherrschenden Feldverhältnisse und die Einbausituation der Magnete im magnetischen Kreis keinen nennenswerten Einfluss auf die Magnetisierung haben. Das trifft insbesondere bei Hochenergiemagneten wie Neodym-Eisen-Bor zu. Aus den so ermittelten Feldgrößen berechnet Dr.-Ing. Walkhoff nach Vorgabe des Stromes in der Ständerwicklung das innere Drehmoment für quasi-statische Zustände und führt Betrachtungen zum Betriebsverhalten durch. Dazu werden ideal blockkommutierte Ströme in den Strängen des Motors angenommen.

Nachdem sich die Arbeiten von Marinescu und Walkhoff eingehend mit der Berechnung des magnetischen Feldes im Luftspalt beschäftigen, wendet Steinbrink in seinem Bericht aus dem Jahr 2006 (/43/) die Methoden zur Ermittlung der Kraftwirkungen in permanentmagneterregten Maschinen an. Die Nutung wird durch eine ortsabhängige bezogene Leitwertfunktion nachgebildet, die mittel konformer Abbildung bestimmt wurde. So ist es ihm möglich, alle Drehmomentenanteile inklusive des Nutrastromomentes mit guter Übereinstimmung zur Messung und zur numerischen Rechnung analytisch zu ermitteln. Die konforme Abbildung berücksichtigt allerdings Sättigungserscheinungen speziell in den Zahnköpfen nicht, was insbesondere bei Zahnköpfen mit stark gesättigten Bereichen Abweichungen erwarten lässt. Die tangentielle Komponente des

Luftspaltfeldes wird durch Auswertung der Änderung der Radialkomponente entlang der Luftspatlänge berechnet.

Die von Cravero 2006 verteidigte Dissertationsschrift (/20/) befasst sich wie die vorliegende Arbeit umfassend mit dem Entwurf und der dynamischen Simulation von Elektromotoren, beschränkt sich aber ausdrücklich auf Anwendungen mit kleinen Drehzahlen bis $n = 5000 \text{ min}^{-1}$. Es wird dort zur Berechnung des Luftspaltfeldes ein Ansatz gewählt, der auf der Ermittlung der magnetischen Widerstände der Anordnung beruht und den Einfluss der Nutung auf das Luftspaltfeld mit dem Carter'schen Faktor berücksichtigt. Im Entwurfsgang ist eine Nachrechnung mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode vorgesehen, die durch eine Schnittstelle zur Parameterübergabe an das Programm Maxwell der Firma Ansoft unterstützt wird. Bei der Berechnung dynamischer Vorgänge besteht die Möglichkeit, mit einem einfachen Grundwellenmodell mit kurzen Rechenzeiten oder einem verbesserten Modell unter Einbeziehung der Oberwellen und längeren Rechenzeiten zu arbeiten. In beiden Fällen werden die Ummagnetisierungsverluste nicht in die Berechnung einbezogen, sondern sind als Leerlaufdrehmoment und Nutrastmoment in Form von Wertetabellen im Voraus zu ermitteln und in die Simulation einzuspeisen.

In einer Reihe von weiteren Arbeiten wird das Magnetladungsmodell verwendet, um das Luftspaltfeld für statische Betrachtungen zu ermitteln (z.B. /35/).

1.3 Stand der Technik

Auf dem Gebiet der kommerziellen Softwarelösungen existiert eine Reihe von Programmpaketen zum Entwurf von Elektromotoren. Ein Teil der Programme berücksichtigt neben den Kommutatormotoren auch die Elektronikmotoren. Während der Arbeit stand die Software RMxprt von Ansoft zur Verfügung. Beim Testen fiel auf, dass vom Nutzer eine Vielzahl von Vorgaben zu treffen sind, die ein tieferes Eindringen in die Problematik erfordern. Der Versuch, einen schnellen Entwurf mit einer überschaubaren Menge an Parametern durchzuführen, ist mit erheblichen Schwierigkeiten verbunden. Erforderlich waren mehrere zusätzliche Durchläufe mit Anpassung weiterer Parameter per Hand bis zum Erreichen des gewünschten Betriebsverhaltens nach den Ausgaben von RMxprt. Weiterhin zeigte die anschließende Nachrechnung der Geometrie mit dem FEM-Programm MAXWELL der Firma Ansoft Widersprüche in den Angaben zu den Flusssichten im magnetischen Kreis. Diese waren nicht nachvollziehbar, da über die Vorgehensweise bei der analytischen Berechnung keine Beschreibung vorliegt. Ein Manko ist auch die fehlende Berücksichtigung der weit verbreiteten Motoren mit Luftspaltwicklung.

Eine Berechnung des Nutrastrmomentes ist derzeit mit keinem der kommerziell verfügbaren analytischen Programme möglich, so dass keine zuverlässige Vorhersage über das Schwingungs- und Geräuschverhalten eines entworfenen Motors getroffen werden kann. Auch der Einfluss von Montagetoleranzen, speziell bei der Positionierung der Magnete wird nicht erfasst.

1.4 Gewählter Lösungsansatz

In der vorliegenden Arbeit wurde ein zweiteiliger Ansatz gewählt. Grundlage des Entwurfs und der Beschreibung der elektrischen Maschinen ist der allgemein bekannte Formelapparat aus analytischen Gleichungen (vgl. die Quellen /1/, /2/, /3/ uvm.). Die Verwendung der modernen Rechentechnik (Programmpaket „MATLAB“, The MathWorks) ermöglicht im ersten Teil der Lösung auf der einen Seite das iterative Arbeiten mit diesen Formeln und auf der anderen Seite die Einbeziehung einer aufwändigen analytischen Berechnung des Luftspaltfeldes über das Magnetladungsmodell im Entwurfsgang. Während die Motorparameter in einer endlichen Anzahl Durchläufe variiert werden, erfolgt jederzeit auch eine Überprüfung der Flussdichten in ausgewählten Abschnitten des magnetischen Kreises und eine Bestimmung des permanentmagneterregten Luftspaltflusses, so dass sehr genaue Vorhersagen über das Betriebsverhalten zu treffen sind. Schon im ersten Schritt sind so Entwürfe möglich, die der Zielstellung bereits sehr nahe kommen und dazu führen, dass bis zum fertigen Motor nur eine geringe Anzahl an Mustern erforderlich ist. Ein deutlicher Rückgang der Entwicklungszeiten und eine Senkung der Kosten sind die zu erwartenden Folgen. Exemplarisch sind im Bild 1-1 die berechnete Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie eines mittels des Ansatzes in wenigen Iterationsschritten entworfenen Motors und die dazu vorgegebenen Arbeitspunkte vorgestellt. Die detaillierte Beschreibung des analytischen Entwurfsverfahrens mit einer Auflistung aller vorzugebenden Parameter ist im Kapitel 2 vorgenommen.

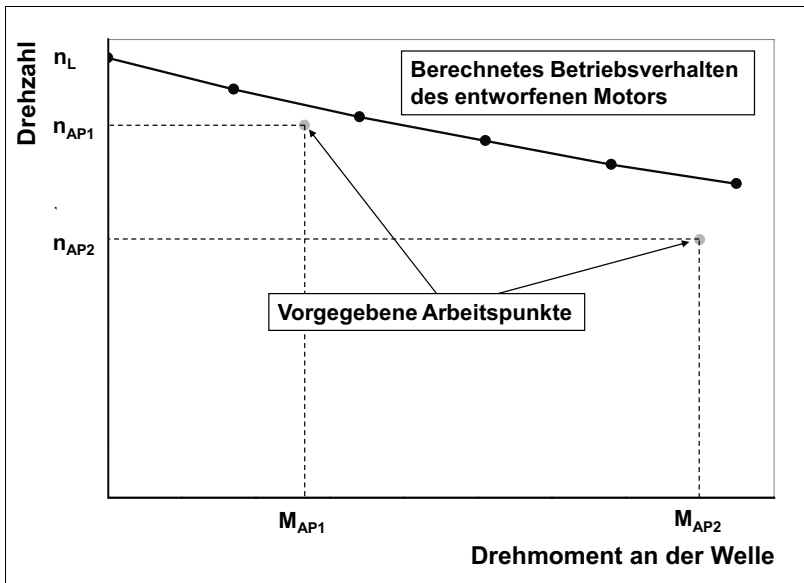


Bild 1-1: Beispiel der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie eines nach Vorgabe von zwei Arbeitspunkten entworfenen Motors

Die im Entwurfsprogramm ermittelten Parameter werden in Form eines Datensatzes ausgegeben, der für weitere Betrachtungen in den zweiten Teil der Lösung, ein MATLAB-Simulink-Modell des Elektronikmotors, geladen wird. Dieses Modell berücksichtigt sowohl die elektrischen als auch die mechanischen Eigenschaften des Motors und führt in jedem Zeitschritt ebenfalls eine analytische Berechnung des Luftspaltfeldes durch. So ist neben den dynamischen Eigenschaften unter anderem auch die Betrachtung des Zeitverlaufs der induzierten Spannungen und der Motorströme möglich. Alle Motorparameter können auch in diesem Teil weiter variiert werden, so dass der Entwickler die Auswirkung von Änderungen auf das Verhalten des Motors prüfen kann. Die

Arbeitsweise des Motormodells wird in den Kapiteln 3 bis 6 beschrieben.

Das Entwurfswerkzeug und das dynamische Modell sind in eine Programmoberfläche innerhalb des Werkzeugs „MATLAB“ eingebettet, die eine Verwendung ohne längere Einarbeitungszeiten ermöglicht.

Argumente für die Verwendung von Matlab sind neben der Verfügbarkeit und der weiten Verbreitung die Flexibilität und die ständige Weiterentwicklung des Programms.

2 Analytisches Motorentwurfsverfahren

2.1 Zielstellung

Bei der Entwicklung eines Motors ist der Erstentwurf oftmals der kritische Punkt. Hier werden Parameter festgelegt, die den gesamten weiteren Prozess beeinflussen. Ein zutreffender Ansatz in diesem Stadium ermöglicht ein zügiges Fortschreiten mit einem geringen Bedarf an Versuchsmustern. Bisher vorliegende Lösungen erschweren diesen ersten Ansatz durch die Notwendigkeit einer umfangreichen Vorgabe von Parametern durch den Nutzer, die ein tiefes Vordringen in die Thematik erfordern. Motoren mit Luftspaltwicklungen werden teilweise überhaupt nicht berücksichtigt. Auf Grundlage des bekannten Formelapparates (siehe unter Anderem /1/, /21/ und Abschnitt 3) wird dem Entwickler ein Werkzeug zur Verfügung gestellt, das nach Vorgabe einiger Randbedingungen, die zum größten Teil konstruktiver Natur sind, einen Erstentwurf durchführt, der die Anforderungen bezüglich der zu erreichenden Arbeitspunkte, zur Gestaltung des magnetischen Kreises und zur Wicklungsauslegung bereits in einem hohen Maße erfüllt.

2.2 Vorgaben der Randbedingungen

Nach dem Start des Programms ist zunächst die grundsätzliche Entscheidung über die Anordnung der Hauptelemente des Motors zu treffen (Innenläufer oder Außenläufer). Anhaltspunkte dazu sind im Abschnitt 7 dargelegt. Im nächsten Schritt sind einige Randbedingungen festzulegen, die grob in vier Kategorien unterteilt werden können: Motorgeometrie, Wicklung, Arbeitspunkt und Materialparameter (vgl. Bild 2-1).

Eingabe der Motorparameter

| | | |
|---|---|--|
| DC-Spannung: <input type="text" value="230"/> V | Anzahl Nuten: <input type="text" value="12"/> | Gesamtaußenradius: <input type="text" value="0.05"/> m |
| Strangwiderstand: <input type="text" value="102.336"/> Ohm | Anzahl Stränge: <input type="text" value="3"/> | Radius Kante Ständerjoch zu Luftspalt: <input type="text" value="0.0184"/> m |
| Stranginduktivität: <input type="text" value="0.094889"/> H | Spulenwindungszahl: <input type="text" value="120"/> | Radius Kante Läuferjoch zu Luftspalt: <input type="text" value="0.0239"/> m |
| Gegeninduktivität: <input type="text" value="0.002933"/> H | Wickelschritt: <input type="text" value="1"/> | Radius Kante Wicklung zu Luftspalt (Luftspaltwicklung): <input type="text" value="0"/> m |
| Polpaarzahl: <input type="text" value="4"/> | Spulenseiten/Nut: <input type="text" value="2"/> | Innen-/Aussenläufer: <input type="text" value="Aussenläufer"/> |
| Maximalstrom DC: <input type="text" value="1e+010"/> A | Wicklung: <input type="text" value="in Nuten"/> | axiale Magnetlänge: <input type="text" value="0.1"/> m |
| Verschaltung: <input type="text" value="Dreieck"/> | Remanenzinduktion: <input type="text" value="1.2"/> T | Nutschlitzbreite: <input type="text" value="1.4"/> ° |
| Umrichter: <input type="text" value="U-Umrichter"/> | Verhältniss: <input type="text" value="0.8"/> | Zahnbreite: <input type="text" value="0.00402"/> m |
| Spannung: <input type="text" value="Sinus"/> | Magnetbreite/Folteiling: <input type="text" value="0.08"/> | Höhe Zahnkopf: <input type="text" value="0.00134"/> m |
| Reibungs-koeffizient: <input type="text" value="0.007"/> | Temperaturkoeffizient: <input type="text" value="-0.08"/> %/K | Ständerjochbreite: <input type="text" value="0.00402"/> m |
| Koeffizient Ummagnetisierungs-verluste: <input type="text" value="0.87"/> | Magnetmaterial: <input type="text" value="20"/> °C | Durchmesser Wellenbohrung: <input type="text" value="0.012"/> m |
| Koeffizient Wirbelstrom-verluste: <input type="text" value="0.38"/> | Arbeitsmaterial: <input type="text" value="7600"/> kg/m³ | Magnethöhe: <input type="text" value="0.005"/> m |
| Schrittweite Darstellung: <input type="text" value="50"/> | Dichte Blech: <input type="text" value="7600"/> kg/m³ | |
| | Trägheitsmoment Last: <input type="text" value="0"/> kg m² | |

Parameter laden
test240909.mat

startwerte210907.m

test240909.mat

test240909.mat

test_FFT_Mi.asv

neu

Bild 2-1: Maske zur Eingabe der Motorparameter

Die Angaben zur Motorgeometrie legen den Bauraum und die für den magnetischen Kreis relevanten und technologisch bestimmten Abmessungen fest. Es sind Vorgaben zum Außendurchmesser des Motors, zur axialen Länge des Läufers, zur mechanischen Luftspaltlänge, zum Durchmesser der Wellenbohrung und zur minimalen Zahnbreite zu machen.

Die Kategorie Wicklung ist weiter gefasst und beinhaltet neben den eigentlichen Wickeldaten (den Wickelschritt, die Spulenseiten pro Nut und der Kupferfüllfaktor) auch den Betrag der speisenden Gleichspannung, die Spannungskurvenform und die Festlegung, ob die Spulenseiten in Nuten eingelegt sind oder es sich um eine Luftspalt-

wicklung handelt. Weiterhin ist zu entscheiden, ob eine Stern- oder eine Dreiecksschaltung zu verwenden ist.

Eine weitere Kategorie ermöglicht die Festlegung von zwei Arbeitspunkten mit Drehzahl und Drehmoment, die mit der zu entwerfenden Motoranordnung erreicht werden sollen.

Zuletzt sind Angaben zu den verwendeten Materialien zu machen, die zur Berechnung des Magnetkreises, sowie zur Bestimmung der auftretenden Verluste und der mechanischen Eigenschaften notwendig sind.

Optional besteht die Möglichkeit, durch die Vorgabe weiterer Parameter tiefer in das Entwurfsverfahren einzugreifen (Bild 2-2). Das kommt immer dann in Frage, wenn aufgrund der Randbedingungen keine Lösung erreicht werden kann oder bestimmte Motoreigenschaften explizit gewünscht sind (z.B. eine bestimmte Polpaarzahl).

The screenshot shows a software window titled 'eingabe_experte'. It contains several input fields and labels for motor design parameters:

- Polpaarzahl:** A dropdown menu with the value '1' selected.
- max. Stromdichte in der Nut:** A text input field with the value '30e6' and the unit 'A/m²'.
- Toleranz Arbeitspunkte:** A section with two rows of input fields for 'AP1' and 'AP2'. Each row has a '+' and '-' field for percentage values. For AP1, the '+' field is '5' and the '-' field is '0'. For AP2, the '+' field is '10' and the '-' field is '5'.
- max. Flussdichte im Zahn:** A text input field with the value '2' and the unit 'T'.
- max. Flussdichte im Läuferjoch:** A text input field with the value '1.6' and the unit 'T'.
- Verhältnis Haltestrom/ Strom AP1:** A text input field with the value '2'.
- Übernehmen:** A button located at the bottom right of the dialog.

Bild 2-2: Maske zur erweiterten Parametereingabe

2.3 Gewähltes Entwurfsverfahren

Das Entwurfsverfahren ist iterativ und durchläuft drei ineinander verschachtelte Schleifen (siehe Bild 2-3, nächste Seite).

Vorgabegrößen sind die maximale und die minimale effektive Stromdichte in der Nut (J_{\max} und J_{\min}), die maximale Flussdichte im Ständerjoch ($B_{SJ,\max}$) sowie die zu erreichenden Arbeitspunkte. In der ersten und innersten Schleife wird das permanentenerregte Luftspaltfeld analytisch mit der Methode des Magnetladungsmodells (vgl. Abschnitt 0) berechnet und überprüft, ob mit dem Fluss und dem verfügbaren Wickelraum das geforderte Drehmoment mit einer vertretbaren effektiven Stromdichte in der Ständerwicklung realisiert werden kann. Gegebenenfalls erfolgt eine Anpassung des Wickelraums A_w und der Magnetgeometrie (Magnethöhe h_{PM} und axiale Magnetlänge l_{PM}) an die Erfordernisse. Dabei ist auch der möglichst sparsame Einsatz von Magnetmaterial und Kupfer ein Gesichtspunkt.

In der nächsten Schleife werden anhand der berechneten Flüsse und der Abmessungen die Flussdichten im Läuferjoch und in den Ständerzähnen bzw. im Ständerjoch berechnet. Beim Überschreiten der vorzugebenden maximal zulässigen Flussdichten erfolgt eine Anpassung der Querschnitte des magnetischen Kreises. Die dritte, äußere Schleife überprüft durch analytische Berechnung das Betriebsverhalten des entworfenen Motors und gleicht es mit den Vorgaben ab.

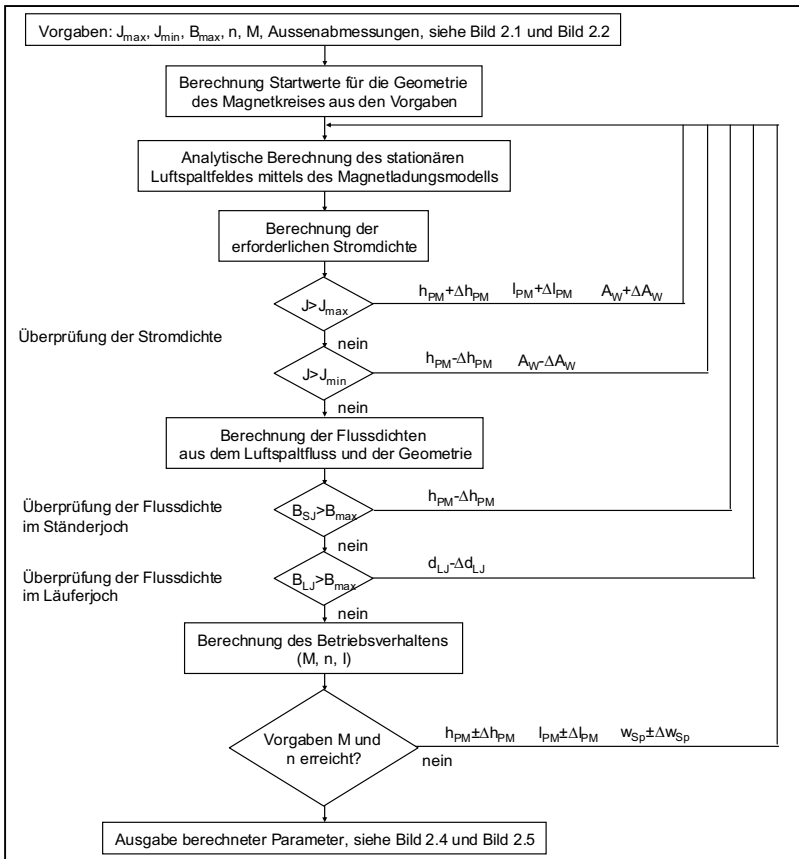


Bild 2-3: Ablauf des Entwurfsverfahrens

Sind die Abbruchkriterien aller drei Schleifen erfüllt, werden die ermittelten Parameter in jeweils einem separaten Fenster grafisch (Bild 2-5) und tabellarisch (Bild 2-4) ausgegeben und in das MATLAB-Simulink-Modell übermittelt. Die tabellarische Ausgabe ist unterteilt in geometrische Größen und Angaben zum magnetischen Kreis und zum Betriebsverhalten.

Ausgabe_Parameter

Ermittelte Parameter

| Geometrie | | Feld | |
|---|------------------|--|-----------------|
| Polpaarzahl: | 8 | mittlere Flussdichte Ständeroberfläche im Luftspalt: | 0.25 T |
| Nutzzahl: | 24 | maximale Flussdichte im Zahn: | 1.6 T |
| Durchmesser Läuferoberfläche im Luftspalt: | 0.036 m | eff. Stromdichte in der Nut im AP1: | 1.2 * e(5) A/m² |
| Magnethöhe: | 0.0011 m | Windungszahl pro Strang: | 136 |
| Durchmesser Ständeroberfläche im Luftspalt: | 0.032 m | DC-Stromaufnahme im AP1: | 0.19 A |
| Zahnbreite: | 0.001 m | Drehzahl im AP1: | 2013 1/min |
| Ständerjoch- breite: | 0.001 m | DC-Stromaufnahme im AP2: | 0.22 A |
| Läuferjoch- breite: | 0.002 m | Drehzahl im AP2: | 1979 1/min |
| Trägheitsmoment Rotor: | 1.7 * e(-5) kgm² | Strangwiderstand: | 0.784 Ohm |
| Kupfertielfaktor: | 0.3 | Strangeigen- Induktivität: | 450.5 e(-6) H |
| Drahtdurchmesser: | 0.0004 m | | |
| Parallele Drähte: | 1 | | |

Speichern unter
Arbeitspunkte nachrechnen

Bild 2-4: Tabellarische Ausgabe der ermittelten Motorparameter

Es besteht die Möglichkeit, die ermittelten Daten für eine weitere Verwendung zu speichern. Sie werden dann im Stammverzeichnis des Programms abgelegt und stehen jederzeit zum Einlesen in das Simulink-Modell zur Verfügung. So werden die vorgegebenen Arbeitspunkte oder ganze Kennlinien nachgerechnet, um weitere

Erkenntnisse zu erlangen, die zu einer umfassenden Beschreibung des Betriebsverhaltens erforderlich sind. So ist zum Beispiel zur Erstellung einer Leistungsbilanz und der Bestimmung des Wirkungsgradverlaufs eine dynamische Berechnung der Leiterströme zur Ableitung der ohmschen Verluste notwendig.

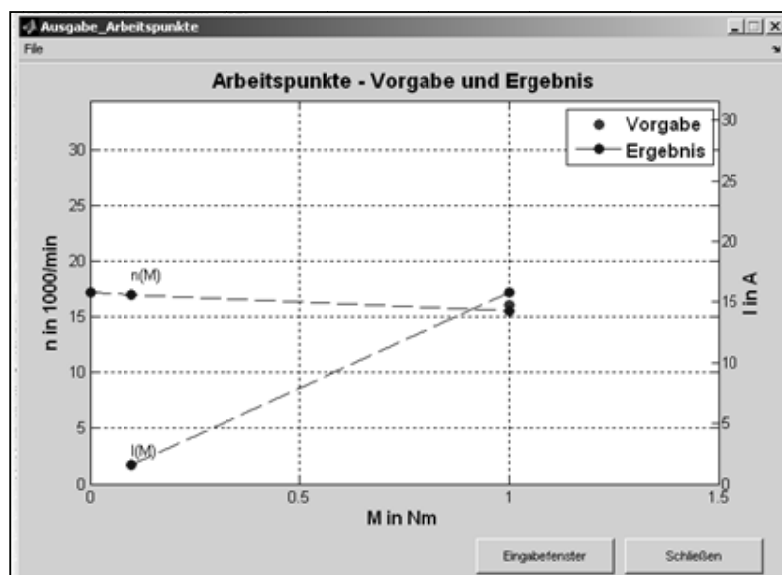


Bild 2-5: Grafische Ausgabe der vorgegebenen und der analytisch berechneten Arbeitspunkte sowie der berechneten gleichspannungsseitigen Stromaufnahme

3 Analytische Simulation von Elektronikmotoren

3.1 Prinzipielle Wirkungsweise

Im folgenden Abschnitt wird die Modellierung des Elektronikmotors mit MATLAB Simulink beschrieben. Das Modell berücksichtigt sowohl die elektrischen als auch die mechanischen Eigenschaften des Motors und ermöglicht die Simulation dynamischer Vorgänge. Durch Variation bestimmter Parameter ist eine zeitnahe Betrachtung der Auswirkungen auf das Betriebsverhalten des Motors möglich.

Nach Festlegen der Motorparameter sind während der Rechnung, die im Zeitschrittverfahren durchgeführt wird, die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters U_k und das anliegende Lastmoment M_{Last} die einzigen Eingabegrößen (vgl. Bild 3-1). Die Parameter werden im Detail in den folgenden Kapiteln behandelt.

Angelehnt an die Art der physikalischen Größen kann das Modell in vier Komplexe unterteilt werden:

- Elektrisches Modell (siehe dazu Abschnitt 3.2)
- Analytische Berechnung des Luftspaltfeldes (Abschnitt 0)
- Drehmomentberechnung (Abschnitt 0)
- Mechanisches Modell (Abschnitt 0).

Im elektrischen Modell werden nach Vorgabe der Zwischenkreisspannung U_k unter Berücksichtigung der elektrischen Parameter, auf die im Abschnitt 3.2 eingegangen wird, und der induzierten Spannung U_i in der Ständerwicklung die Strangströme des Motors ermittelt. In jedem Zeitschritt erfolgt eine Übergabe an den Komplex

zur Drehmomentberechnung (vgl. Abschn. 0). Dort wird das innere Drehmoment des Motors, das im Zusammenwirken von permanenterregtem Luftspaltfeld und Wicklungsdurchflutung entsteht, bestimmt.

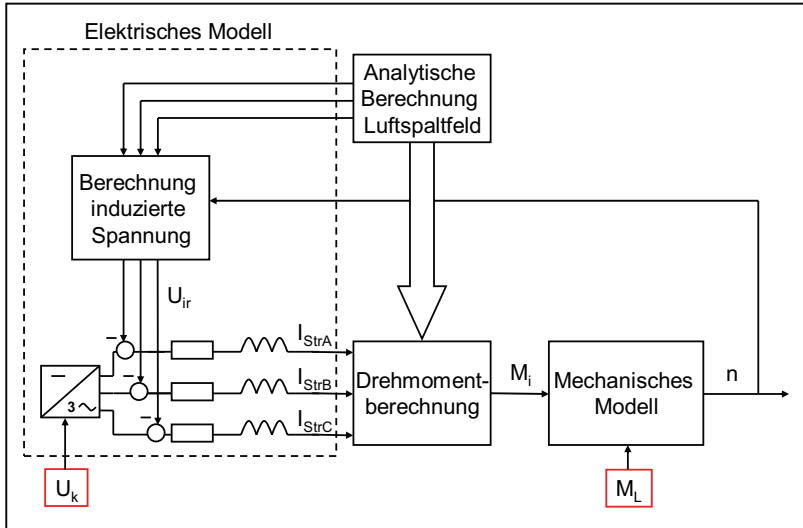


Bild 3-1: Prinzipdarstellung des Motormodells

Das Luftspaltfeld herrührend von der Permanenterregung ist die Grundlage zur Berechnung der induzierten Spannungen in den Strängen. Unter der Annahme, dass bei den betrachteten Motoren das permanenterregte Feld um etwa eine Größenordnung größer ist als das von der Ständerwicklung hervorgerufene Feld, werden die vom Ankerfeld hervorgerufenen Sättigungserscheinungen und ihre Auswirkungen auf das Luftspaltfeld vernachlässigt. So ist eine lineare Überlagerung des Ankerfeldes mit dem permanentmagneterregten Feld möglich (/21/, /43/). Das innere Drehmoment M_i findet zur mechanischen Modellierung des Motors nach Beaufschlagung des

jeweiligen Lastmoments M_{Last} als Grundlage zur Bestimmung der Motordrehzahl Ω_{mech} und des Läuferlagewinkels Γ_L Verwendung. Mit diesen Informationen wird im elektrischen Modell die in jedem Strang induzierte Spannung U_i^j ermittelt.

Die Funktionsweise der Komplexe ist im Detail in den folgenden Abschnitten erläutert.

Es ist zunächst nur die Modellierung von Motoren mit dreisträngigen Wicklungen in Stern- oder in Dreiecksschaltung vorgesehen, da diese eine übliche Ausführungsform der Elektronikmotoren darstellen (/21/). Bei Bedarf besteht die Möglichkeit, das Modell mit einem überschaubaren Aufwand auch an andere Strangzahlen anzupassen. Aufgrund des gewählten Ansatzes zur Berechnung des Luftspaltfeldes, der im Abschnitt 0 erläutert wird, ist die Verwendbarkeit auf Motoren mit oberflächenmontierten Magneten begrenzt. Diese Magnetanordnung wird in der überwiegenden Zahl der bürstenlosen Permanentmagnetmotoren eingesetzt (/21/). Die Umsetzung des Modells für Motoren mit eingebetteten Magneten bleibt eine Problemstellung für weitere Arbeiten.

3.2 Elektrisches Modell

Die Grundlage des Modells ist die Spannungsgleichung des permanentenerregten bürstenlosen Synchronmotors. Unter der Annahme einer von den Sättigungsverhältnissen im Arbeitsbereich unabhängigen Induktivität L_{Str} gilt für einen Strang j :

$$u_{Str}^j = u_i^j + R_{Str} \cdot i_{Str}^j + L_{Str} \cdot \frac{di_{Str}^j}{dt} \quad (3.1).$$

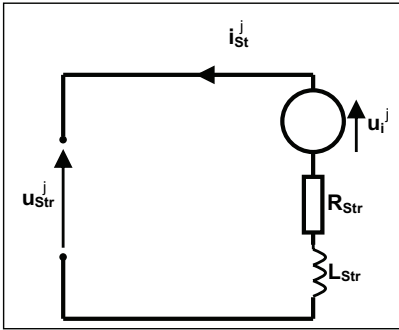


Bild 3-2: Einfaches, einphasiges Ersatzschaltbild

Die Strangspannung u_{Str}^j eines einzelnen Stranges ist also die Summe aus der rotatorisch induzierten Spannung u_i^j und dem Spannungsabfall über der Induktivität und dem ohmschen Widerstand des Stranges.

Während Elektromotoren im Allgemeinen ein- oder mehrphasig ausgeführt sind, werden die folgenden Betrachtungen am dreiphasigen Motor mit in Dreieck verschalteten Strängen durchgeführt. Das sehr einfache Ersatzschaltbild aus Bild 3-2 muss dafür erweitert werden.

Benötigt wird ein dreiphasiges Ersatzschaltbild, das sowohl den elektromechanischen Energiewandler als auch die erforderliche leistungselektronische Treiberstufe beinhaltet (Bild 3-3). Der Widerstand R_{Str} , die Induktivität L_{Str} und die rotatorisch induzierte Spannung u_i^j jedes Stranges werden separat betrachtet.

Zu beachten ist die Verkettung der Stränge, die durch eine Aufteilung der Stranginduktivität in die Selbstinduktivität $L_{Str,S}$ und die Gegeninduktivität $L_{Str,G}$ berücksichtigt wird. Elektronikmotoren werden grundsätzlich an einer Gleichspannungsquelle bzw. einer gleichgerichteten Wechselspannung mit nachgeschaltetem Zwischenkreiskondensator betrieben. Zur Einspeisung des dreiphasigen Systems ist ein Wechselrichter erforderlich, der im Bild 3-3 durch ein einfaches Schaltnetzwerk dargestellt ist. Der Innenwiderstand der Spannungsquelle U_k , die die Zwischenkreisspannung repräsentiert, ist durch R_Q berücksichtigt.

Zur weiteren Beschreibung werden die Leiter-Leiter-Spannungen $u_{LL}^{(12)}$, $u_{LL}^{(23)}$ und $u_{LL}^{(31)}$ eingeführt. Diese Spannungen sind bei der Dreiecksschaltung identisch mit den Strangspannungen, die sich aus den Spannungsgleichungen der einzelnen Stränge ergeben (siehe u.a. /15/ und /21/):

$$u_{LL}^{(12)} = u_{Str}^{(1)} = u_i^{(1)} + R_{Str} \cdot i_{Str}^{(1)} + L_{Str,S} \cdot \frac{di_{Str}^{(1)}}{dt} + L_{Str,G} \cdot \left(\frac{di_{Str}^{(2)}}{dt} + \frac{di_{Str}^{(3)}}{dt} \right) \quad (3.2),$$

$$u_{LL}^{(23)} = u_{Str}^{(2)} = u_i^{(2)} + R_{Str} \cdot i_{Str}^{(2)} + L_{Str,S} \cdot \frac{di_{Str}^{(2)}}{dt} + L_{Str,G} \cdot \left(\frac{di_{Str}^{(1)}}{dt} + \frac{di_{Str}^{(3)}}{dt} \right) \quad (3.3)$$

und

$$u_{LL}^{(31)} = u_{Str}^{(3)} = u_i^{(3)} + R_{Str} \cdot i_{Str}^{(3)} + L_{Str,S} \cdot \frac{di_{Str}^{(3)}}{dt} + L_{Str,G} \cdot \left(\frac{di_{Str}^{(1)}}{dt} + \frac{di_{Str}^{(2)}}{dt} \right) \quad (3.4).$$

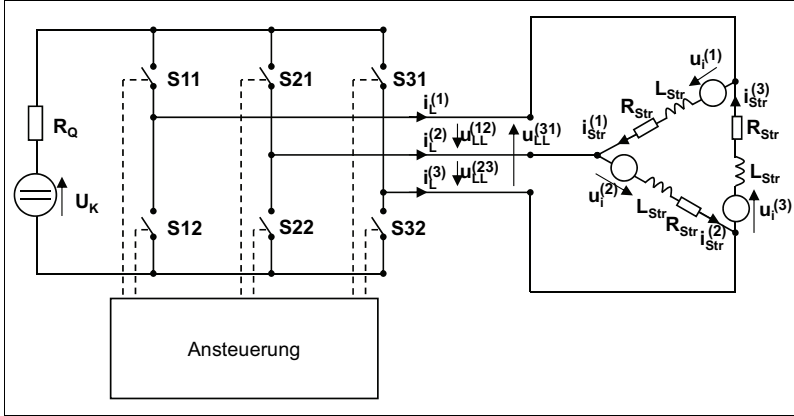


Bild 3-3: Dreiphasiges Ersatzschaltbild

Durch Umstellen der Gleichungen (3.2), (3.3) und (3.4) werden die Strangströme aus der Differenz der Strangspannung und der induzierten Spannung in jedem Strang berechnet:

$$i_{Str}^{(1)} + \frac{L_{Str,S}}{R_{Str}} \cdot \frac{di_{Str}^{(1)}}{dt} = \frac{1}{R_{Str}} \left[u_{LL}^{(12)} - u_i^{(1)} - L_{Str,G} \cdot \left(\frac{di_{Str}^{(2)}}{dt} + \frac{di_{Str}^{(3)}}{dt} \right) \right] \quad (3.5),$$

$$i_{Str}^{(2)} + \frac{L_{Str,S}}{R_{Str}} \cdot \frac{di_{Str}^{(2)}}{dt} = \frac{1}{R_{Str}} \left[u_{LL}^{(23)} - u_i^{(2)} - L_{Str,G} \cdot \left(\frac{di_{Str}^{(1)}}{dt} + \frac{di_{Str}^{(3)}}{dt} \right) \right] \quad (3.6)$$

und

$$i_{Str}^{(3)} + \frac{L_{Str,S}}{R_{Str}} \cdot \frac{di_{Str}^{(3)}}{dt} = \frac{1}{R_{Str}} \left[u_{LL}^{(31)} - u_i^{(3)} - L_{Str,G} \cdot \left(\frac{di_{Str}^{(1)}}{dt} + \frac{di_{Str}^{(2)}}{dt} \right) \right] \quad (3.7).$$

Ist der Motor im Stern verschaltet, sind die Leiter-Leiter-Spannungen und die Strangspannungen nicht identisch, so dass eine Umrechnung vorgenommen werden muss. Die Umrechnung der Ströme und Spannungen in Stern- und Dreiecksschaltungen ist in der Literatur (/16/, /19/) und in Abschnitt 7.1 ausführlich beschrieben.

Die Form der Strangspannungen wird durch die Ansteuerung der Ventile $S_{11}...S_{32}$ bestimmt. Die einfachste Form ist die Blockkommutierung. Durch zyklisches Durchschalten wird dabei ein System blockförmiger Spannungen erzeugt, die in dreiphasigen Systemen jeweils um $\Delta\varphi=120^\circ$ elektrisch gegeneinander phasenverschoben sind. Zur Generierung anderer Spannungsformen muss ein deutlich größerer Ansteueraufwand betrieben werden. Typische Formen sind sinus- und trapezförmige Spannungsverläufe. Durch gezielte Beeinflussung des Spannungsverlaufs können Motoreigenschaften verstärkt oder unterdrückt werden (z.B. Drehmomentenoberwelligkeiten, vgl. u.a. /21/ und /15/). Die Ansteuerverfahren sind ebenfalls im Abschnitt 7.1 näher beschrieben.

4 Berechnung des permanenterregten Luftspaltfeldes

Zur analytischen Berechnung des Luftspaltfeldes stehen grundsätzlich zwei Verfahren zur Auswahl: Zum einen die Abbildung des magnetischen Kreises in einem Widerstandsnetzwerk mit den Magneten und Wicklungen als Quellen magnetischer Spannung und zum anderen die Modellierung der Permanentmagnete über das Magnetladungsmodell oder das Elementarstrommodell und die Bestimmung des Feldes durch konforme Abbildung oder die Spiegelladungsmethode.

Die Verwendung eines magnetischen Ersatzschaltbildes erfordert eine Unterteilung des magnetischen Kreises in Abschnitte, denen jeweils diskrete Widerstandswerte auf Basis der Geometrie und des Materials zugewiesen werden. Der Magnet wird als Spannungsquelle betrachtet. Der von ihm angetriebene Fluss führt zu magnetischen Spannungsabfällen in den jeweiligen Ersatzelementen, deren Widerstand von der vorherrschenden Flussdichte und der damit verbundenen Permeabilität abhängt. Durch iteratives Anpassen der Spannungsquelle und der Permeabilitäten im Kreis wird der von der Permanenterregung hervorgerufene Fluss Φ_{PM} ermittelt. Mit einfachen Ersatzschaltbildern mit nur wenigen Elementen ist so eine schnelle analytische Berechnung des Flusses möglich, die allerdings nur eine mäßige und vom Detailgrad abhängige Genauigkeit aufweist. Umfangreichere Ersatzschaltbilder, die eine feine radiale Unterteilung des Luftspaltes beinhalten, erlauben auch eine Bestimmung der Verteilung der Flussdichte und der magnetischen Feldstärke im Luftspalt. Abweichungen vom „glatten“ Luftspalt, wie z.B. die Nutung, werden in Modellen mit hoher Detaillierung durch

ortsabhängige Leitwerte nachgebildet (/43/, /52/). In einfachen Modellen erfolgt die Berücksichtigung der Nutung durch eine virtuelle Luftspaltverlängerung über den Carterschen Faktor (/1/, /3/, /15/, /20/ uvm.).

Der Fluss wird in eine endliche Anzahl Flussröhren unterteilt und das Ersatzschaltbild für jede einzelne Röhre aufgestellt. Obwohl die Einzelrechnung analytisch durchgeführt wird, ist der Rechenaufwand insbesondere bei einer hohen räumlichen Auflösung (und der damit verbundenen großen Anzahl Flussröhren) aufgrund der iterativen Vorgehensweise enorm. Üblicherweise wird lediglich die radiale Komponente des Luftspaltfeldes bestimmt, was bei der Berechnung des Nutrastrommomentes einen gravierenden Nachteil darstellt. Um tangentiale Anteile zu berechnen, ist eine Vernetzung der einzelnen Ersatzschaltbilder durch Tangentialwiderstände bzw. Streuwiderstände mit einer hohen räumlichen Auflösung vorzunehmen, die zwangsläufig zu einer numerischen Abbildung des Magnetkreises führt. Dazu ist eine detaillierte Vorgabe bzw. Eingabe der Luftspaltgeometrie erforderlich.

Diese Schwierigkeit tritt bei Verwendung des Magnetladungs- oder des Elementarstrommodells nicht auf (/4/,/43/). Die Verteilung der Permeabilitäten im Läufer- und im Ständerjoch wird vor der Simulation einmal iterativ berechnet und gilt dann zu jedem betrachteten Zeitpunkt. Für Anordnungen, die permanentmagneterregt sind und bei denen von einer starren Magnetisierung ausgegangen wird, ist eine geschlossene analytische Berechnung der Normal- sowie der Tangentialkomponente des magnetischen Feldes in beliebiger räumlicher Auflösung im zunächst als glatt

angenommenen Luftspalt möglich. Es sind keine weiteren Iterationen erforderlich. Die Abschwächung des permanentmagneteregten Flusses durch die Nutung wird durch eine virtuelle Aufweitung des Luftspaltes nach Carter berücksichtigt.

Verfahren zur Nachbildung der Nutung und anderer Abweichungen vom „glatten“ Luftspalt wurden u.A. von Steinbrink (/43/) und Zhu (/53/) beschrieben. Steinbrink stellt in diesem Zusammenhang weiterhin einen Ansatz zur Ermittlung der von der Nutung verursachten Tangentialkomponenten des Luftspaltfeldes mittels negativer Gradientenbildung vor. Während der Feldstärkeeinbruch über dem Nutschlitz in guter Übereinstimmung mit numerisch berechneten Verläufen beschrieben wird, erscheint die Berücksichtigung der Flusskonzentration an den Zahnkopfkanten nur unzureichend. Allen Verfahren liegt die Verwendung von bezogenen Leitwertsfunktionen zugrunde, die mittels konformer Abbildung bestimmt werden. Nachteil ist hierbei die notwendige Voraussetzung einer konstanten und meist als unendlich angenommenen Permeabilität im Ständer- und im Läuferückschluss.

In der nachfolgend vorgestellten Lösung erfolgt die Nachbildung der nutungsbedingten Feldveränderung mit Hilfe empirisch ermittelter Formfunktionen. Voraussetzung für die Anwendbarkeit des gesamten Verfahrens ist ein dominierendes permanentmagnetisch erregtes Feld, wie es bei Motoren mit oberflächenmontierten Hochenergiemagneten (z.B. NdFeB) der Fall ist. Bei solchen Anordnungen kann ohne Einschränkung von einer „starken“ Magnetisierung ausgegangen werden, die Bedingung für den Einsatz des Magnetladungsmodells ist. Für andere Motorkonfigurationen, wie zum

Beispiel solche mit eingebetteten Magneten, ist das Verfahren nur eingeschränkt verwendbar. Die Vorgehensweise ist in den folgenden Abschnitten beschrieben.

4.1 Magnetladungsmodell

Die Voraussetzung für die Anwendung der Magnetladungstheorie ist die „starre“ Magnetisierung (vgl. /4/). Dazu wird angenommen, dass die Magnetisierung \vec{J}_m in einem weiten Bereich als von der herrschenden Feldstärke unabhängig betrachtet werden kann und der Magnet nicht entmagnetisiert wird. Diese Voraussetzung ist bei Hochenergiemagneten (z.B. NdFeB) gegeben.

Die Betrachtung des Problems erfolgt in jedem Zeitschritt magnetostatisch. Die Permeabilität des weichmagnetischen Materials im Magnetkreis soll in jedem Zeitschritt konstant sein. Es wird zunächst von einem glatten Luftspalt ausgegangen und die Berücksichtigung der Nutung bis zum Abschnitt 4.3.2 zurückgestellt. Die elektrische Leitfähigkeit des Magnetmaterials wird zu Null angenommen und so die Ausbildung von Wirbelströmen ausgeschlossen. Es gilt die Quellenfreiheit der Flussdichte

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (4.1),$$

sowie die Wirbelfreiheit der magnetischen Feldstärke:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = 0 \quad (4.2).$$

In Analogie zum elektrostatischen Feld wird als Hilfsgröße das skalare magnetische Potential V eingeführt:

$$\vec{H} = -\operatorname{grad} V \quad (4.3).$$

Betrachtet man einen magnetisierbaren Körper, gilt bei $\mu_r = 1$:

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot (\vec{H} + \vec{M}_p) = \mu_0 \cdot \vec{H} + \vec{J}_m \quad (4.4).$$

Setzt man (4.4) in (4.1) ein, so erhält man:

$$\text{div} \vec{B} = \mu_0 \cdot \text{div} \vec{H} + \vec{J}_m = 0 \quad (4.5)$$

und

$$\text{div} \vec{H} = -\frac{1}{\mu_0} \text{div} \vec{J}_m \quad (4.6).$$

Die Quelle der magnetischen Polarisation \vec{J}_m kann als eine Polarisationsladungs-dichte eingeführt werden:

$$\rho_M = -\text{div} \vec{J}_m \quad (4.7).$$

Es wird die Analogie zum elektrostatischen Feld hergestellt:

$$\begin{aligned} \text{div} \vec{H} = \frac{\rho_M}{\mu_0} &\leftrightarrow \text{div} \vec{E} = \frac{\rho_E}{\epsilon_0} \quad \text{und} \\ \text{rot} \vec{H} = 0 &\leftrightarrow \text{rot} \vec{E} = 0 \end{aligned} \quad (4.8).$$

Damit besteht die Möglichkeit, die für das elektrostatische Feld bekannte Berechnungsmethode der Spiegelladungen unter den oben genannten Bedingungen auch für das magnetostatische Feld im Luftspalt anzuwenden (/4/, /52/).

Im homogen magnetisierten Körper stellt man sich gleichstark magnetisierte Elementardipole vor. Sind diese Dipole ausgerichtet, kompensiert sich das magnetische Feld im Innern des Körpers. An den Stirnflächen ist eine Kompensation nicht möglich und es treten Magnetladungen auf, die in eine Polarisationsladungsdichte überführt werden können und die Quelle der magnetischen Feldstärke \vec{H} darstellen. Diese Magnetladungen dienen der Modellierung des Feldes und sind fiktiv.

4.2 Lösungsverfahren

Um die Beschreibung des Luftspaltfeldes zu vereinfachen, bietet sich die Überführung der rotationssymmetrischen Anordnung des Motors in eine ebene Anordnung an. Als einfaches Beispiel dient ein zweipoliger Motor mit Innenläufer, der im oberen Teil des Bild 4-1 im Querschnitt dargestellt ist. Zweckmäßig ist zunächst die Einführung eines ständerfesten Polarkoordinatensystems. Im betrachteten Fall soll die Magnetisierungsachse des Läufers den Winkel $\Gamma = \pi/2$ einnehmen. Die Inhomogenitäten des Luftspaltfeldes im Bereich der Stirnflächen des Läufers werden nicht berücksichtigt, so dass die Ausdehnung in axialer Richtung als unendlich angenommen wird und eine zweidimensionale Abbildung die Verhältnisse hinreichend genau wiedergibt.

Die Abwicklung auf der Läuferoberfläche mit dem Durchmesser d_{al} ist im unteren Bereich des Bild 4-1 gezeigt. So ist die Verwendung von kartesischen Koordinaten möglich, wobei für die x_k -Koordinate die Transformation $x_k = \Gamma \cdot d_{al}/2$ gilt.

Die y_k -Koordinate beschreibt den Abstand von der Läuferoberfläche. In der kartesischen Darstellung sind ergänzend die Luftspaltlänge δ , die Ständerjochbreite d_{sj} sowie die Polteilung τ_p angegeben. Um die Übergangsbereiche zwischen den Magnetpolen zu berücksichtigen, wird durch den Polüberdeckungsfaktor α_p das Verhältnis zwischen Polteilung und tatsächlicher Magnetbreite wiedergegeben.

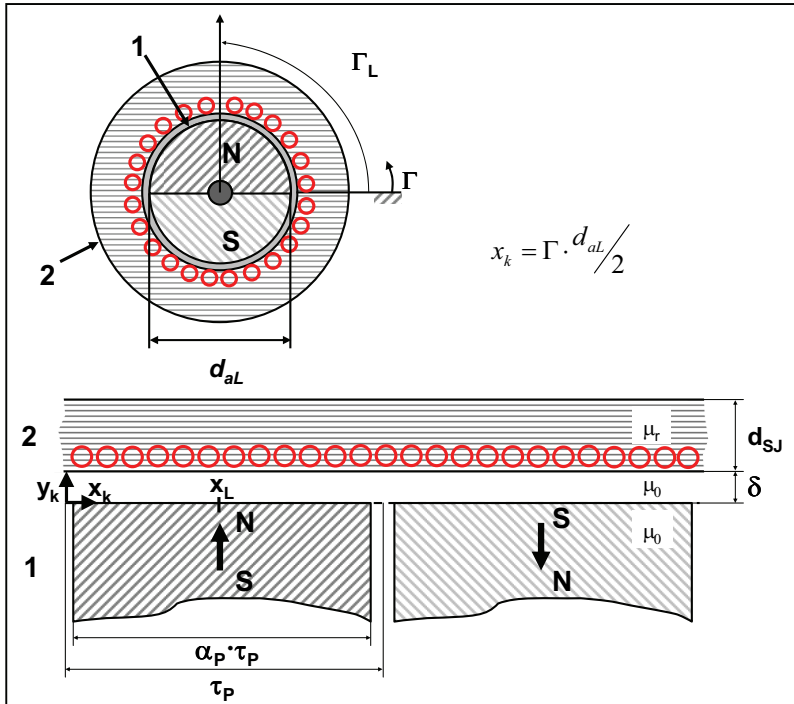


Bild 4-1: Überführung einer einfachen Motoranordnung mit zweipoligem Läufer (1) und einem Ständer (2) mit nicht näher bezeichneter Wicklung in eine ebene Anordnung mit unendlich hohen Magneten gegenüber einem Rückschluss mit begrenzter Permeabilität und Dicke. Die Abwicklung entlang des Luftspalts und die damit mögliche Verwendung kartesischer Koordinaten erleichtert die Beschreibung des Feldes.

Nach [4] werden die gestellten Magnetfeldprobleme durch direkte Integration der Differenzialgleichung für das skalare magnetische Potenzial \mathcal{V} gelöst und Lösungen für einfache Feldprobleme entwickelt. Kompliziertere Systeme können durch abschnittsweise Lösungen und aufgrund der Möglichkeit der Überlagerung in „starrten“ Magnetsystemen hergeleitet werden. Durch Aufteilung des Lösungs-

gebietes wird erreicht, dass das skalare magnetische Potenzial V in allen Teilgebieten der Laplace-Gleichung

$$\text{grad} V = 0 \quad (4.9)$$

genügt. Das wird ermöglicht, indem die Oberflächen der Dauermagnete, auf denen die Divergenz der Polarisation nicht null ist ($\text{div } \vec{J}_m \neq 0$), als Grenzflächen zwischen den Teilgebieten definiert werden (Bild 4-1).

Damit gilt in jedem Teilbereich unter Annahme einer homogenen Feldverteilung in axialer Richtung ($\frac{\partial^2 V(x_k, y_k, z_k)}{\partial z_k^2} = 0$) :

$$\text{grad} V = \frac{\partial^2 V(x_k, y_k)}{\partial x_k^2} + \frac{\partial^2 V(x_k, y_k)}{\partial y_k^2} = 0 \quad (4.10).$$

Die Magnetisierung \vec{M}_p ist dann als Übergangsbedingung zwischen zwei Teilgebieten zu verstehen.

Die allgemeine Lösung der Gleichung (4.10) erhält man beispielsweise durch das Verfahren der Trennung der Variablen. Die ausführliche Herleitung der Lösung ist in /4/ dokumentiert. Hier sollen nur die wichtigsten Schritte aufgeführt werden.

Die Gleichung wird durch den Separationsansatz

$$V(x_k, y_k) = X(x_k) \cdot Y(y_k) \quad (4.11)$$

in zwei gewöhnliche Differentialgleichungen umgewandelt. Nach Umformungen erhält man:

$$\frac{1}{X} \cdot \frac{d^2 x_k}{dx_k^2} = -\frac{1}{Y} \cdot \frac{d^2 y_k}{dy_k^2} \quad (4.12).$$

Beide Seiten der Gleichung müssen denselben Wert aufweisen, der als reell und negativ angenommen wird:

$$\frac{1}{X} \cdot \frac{d^2 x_k}{dx_k^2} = -s^2 \text{ und } -\frac{1}{Y} \cdot \frac{d^2 y_k}{dy_k^2} = -s^2.$$

Es ergeben sich die Differentialgleichungen zweiter Ordnung:

$$\frac{d^2 x_k}{dx_k^2} + s^2 \cdot X = 0 \text{ und } \frac{d^2 y_k}{dy_k^2} - s^2 \cdot Y = 0$$

(4.13).

Diese Gleichungen sind für folgende Ausdrücke erfüllt:

$$X = \cos(sx_k) \text{ oder } X = \sin(sx_k) \text{ und } Y = e^{\pm sy_k} \quad (4.14).$$

Der ursprünglichen Gleichung (4.10) genügen folgende Produkte:

$$e^{sy_k} \cdot \cos(sx_k), e^{-sy_k} \cdot \cos(sx_k), e^{sy_k} \cdot \sin(sx_k), e^{-sy_k} \cdot \sin(sx_k) \quad (4.15).$$

Da auch jede lineare Kombination dieser Funktionen eine Lösung der Gleichung (4.10) sein muss, ergibt sich:

$$V(x_k, y_k) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot e^{s_n y_k} + b_n \cdot e^{-s_n y_k}) \cdot \cos(s_n x_k) + \sum_{n=1}^{\infty} (c_n \cdot e^{s_n y_k} + d_n \cdot e^{-s_n y_k}) \cdot \sin(s_n x_k) \quad (4.16).$$

Zur Lösung der Feldprobleme in einem Kreis mit weichmagnetischem Rückschluss bietet sich in Analogie zum elektrostatischen Feld die Annahme einer „Spiegelladungsschicht“ auf der Eisenoberfläche an.

In [4] werden Lösungen für zahlreiche Konfigurationen angegeben. Als Einstieg wird der Fall gewählt, dass sich unendlich hohe Magnete gegenüber einem permeablen Halbraum mit begrenzter Permeabilität und Dicke befinden. Diese Annahme entspricht dem Fall des zweipoligen Innenläuferrotors mit einem vollmagnetischen Läufer und dient als Ausgangspunkt für die Herleitung einer gültigen Modellvorstellung für alle zu berechnenden Varianten, die die

eingangs beschriebenen Voraussetzungen erfüllen. Um die Betrachtung im kartesischen Koordinatensystem fortzusetzen, wird der Luftspalt des Motors abgewickelt dargestellt. Es ergibt sich eine Anordnung nach Bild 4-1.

Für dieses Problem sind vier Feldgebiete von Interesse:

$$y_k \leq 0: \quad V^{(1)}(x_k, y_k) = b_1 \cdot \cos(\zeta \cdot x_k) \cdot e^{\zeta \cdot y_k} \quad (4.17),$$

$$0 \leq y_k \leq \delta: \quad V^{(2)}(x_k, y_k) = \cos(\zeta \cdot x_k) \cdot (a_2 \cdot e^{-\zeta \cdot y_k} + b_2 \cdot e^{\zeta \cdot y_k}) \quad (4.18),$$

$$\delta \leq y_k \leq \delta + d_{SJ}: \quad V^{(3)}(x_k, y_k) = \cos(\zeta \cdot x_k) \cdot (a_3 \cdot e^{-\zeta \cdot y_k} + b_3 \cdot e^{\zeta \cdot y_k}) \quad (4.19) \text{ und}$$

$$\delta + d_{SJ} \leq y_k \leq \infty: \quad V^{(4)}(x_k, y_k) = a_4 \cdot \cos(\zeta \cdot x_k) \cdot e^{-\zeta \cdot y_k} \quad (4.20).$$

Dabei soll $\zeta = \frac{2\pi}{\tau_p}$ sein.

In jedem Gebiet (i) haben die Komponenten der Feldstärken folgende Form:

$$H_x^{(i)} = \zeta \cdot (a_i \cdot e^{-\zeta y_k} + b_i \cdot e^{\zeta y_k}) \cdot \sin(\zeta x_k) \quad (4.21)$$

und

$$H_y^{(i)} = \zeta \cdot (-a_i \cdot e^{-\zeta y_k} + b_i \cdot e^{\zeta y_k}) \cdot \cos(\zeta x_k) \quad (4.22).$$

Die sechs unbekannten Integrationskonstanten werden aus den Übergangsbedingungen an den drei Grenzflächen bestimmt:

$$y_k = 0 \quad : \quad a_2 + b_2 = b_1 \quad (4.23),$$

$$y_k = 0 \quad : \quad -a_2 + b_2 = b_1 - \frac{J_m}{\mu_0} \cdot \frac{\lambda}{2\pi} \quad (4.24),$$

$$y_k = \delta \quad : \quad a_2 \cdot e^{-\zeta\delta} + b_2 \cdot e^{\zeta\delta} = a_3 \cdot e^{-\zeta\delta} + b_3 \cdot e^{\zeta\delta} \quad (4.25),$$

$$y_k = \delta \quad : \quad \mu_r(a_3 \cdot e^{-\zeta\delta} - b_3 \cdot e^{\zeta\delta}) = a_2 \cdot e^{-\zeta\delta} - b_2 \cdot e^{\zeta\delta}$$

(4.26),

$$y_k = \delta + d_{SJ} \quad : \quad a_3 \cdot e^{-\zeta(\delta+d_{SJ})} + b_3 \cdot e^{\zeta(\delta+d_{SJ})} = a_4 \cdot e^{-\zeta(\delta+d_{SJ})} \quad (4.27)$$

und

$$y_k = \delta + d_{SJ} \quad : \quad \mu_r \cdot [a_3 \cdot e^{-\zeta(\delta+d_{SJ})} - b_3 \cdot e^{\zeta(\delta+d_{SJ})}] = a_4 \cdot e^{-\zeta(\delta+d_{SJ})} \quad (4.28).$$

Mit

$$K_F = \frac{\mu_r^2 - 1}{(\mu_r + 1)^2 - (\mu_r - 1)^2 \cdot e^{\frac{2\pi}{2\tau_p} - 2d_{SJ}}} \quad (4.29)$$

gilt für den Luftspalt $0 \leq y_k \leq \delta$:

$$V^{(2)}(x_k, y_k) = \frac{J_m}{\mu_0} \cdot \frac{\tau_p}{4\pi} \cdot \cos \frac{2\pi x_k}{\tau_p} \left[e^{\frac{2\pi y_k}{2\tau_p}} - K_F \cdot e^{\frac{2\pi}{2\tau_p}(y_k - 2\delta)} + K_F \cdot e^{\frac{2\pi}{2\tau_p}(y_k - 2d_{SJ} - 2\delta)} \right] \quad (4.30).$$

Damit kann auch die Feldstärke im Luftspalt angegeben werden:

$$H_x^{(2)} = H_{x_S}(y_k = 0) - K_F \cdot H_{x_S}(y_k = 2\delta) + K_F \cdot H_{x_S}(y_k = 2\delta + 2d_{SJ}) \quad (4.31) \text{ und}$$

$$H_y^{(2)} = H_{y_S}(y_k = 0) + K_F \cdot H_{y_S}(y_k = 2\delta) - K_F \cdot H_{y_S}(y_k = 2\delta + 2d_{SJ}) \quad (4.32).$$

Diese Feldstärke setzt sich also aus drei zu überlagernden Feldstärken zusammen. Zur tatsächlich vorhandenen Magnetladung an der Magnetoberfläche kommen in Analogie zum elektrostatischen Feld zwei fiktive Ladungsschichten. Diese erhält man durch Spiegelung an den Grenzflächen, die das Gebiet $\delta < y_k < \delta + d_{SJ}$, also das Ständerjoch, einschließen.

Aufgrund der kartesischen Darstellung der rotationssymmetrischen Anordnung gilt die berechnete Feldstärke nur auf der Grenzfläche vom Magnet zum Luftspalt. Ist das Feld in Bereichen mit abweichenden Radien von Interesse, muss die Lösung durch einen geometrischen Korrekturfaktor angepasst werden.

Für Anordnungen, deren Läufer nicht aus einem Vollmagneten besteht, sondern bei denen die Magnete auf einem ferromagnetischen Rückschluss montiert sind (siehe Bild 4-2), kann das hergeleitete Gleichungssystem in dieser Form keine Anwendung finden und muss erweitert werden.

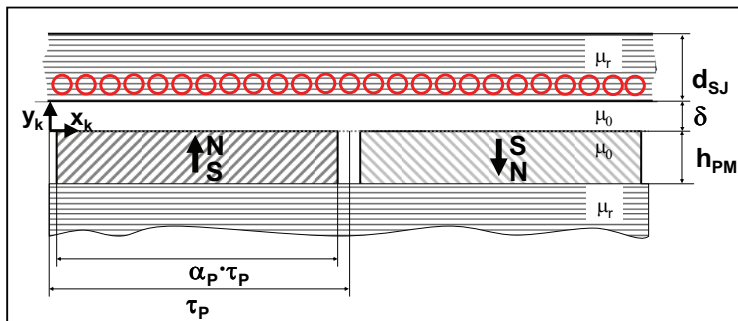


Bild 4-2: Anordnung mit endlich hohen Magneten auf einem permeablen Rückschluss gegenüber einem Bereich mit begrenzter Permeabilität und Dicke

Eine gültige Lösung wird durch Einführung einer vierten Grenzfläche, nämlich der Übergangsfläche zwischen Magnetmaterial und ferromagnetischem Läuferjoch abgeleitet. In der Folge sind die Gleichungen zur Berechnung der Feldstärke im Luftspalt jeweils um

einen Term zu ergänzen, um die zusätzliche magnetische Spiegelladung zu berücksichtigen:

$$H_x^{(2)} = H_{x_S}(y_k = 0) - K_{F1} \cdot H_{x_S}(y_k = 2\delta) + K_{F1} \cdot H_{x_S}(y_k = 2\delta + 2d_{SJ}) + K_{F2} \cdot H_{x_S}(y_k = -h_{PM}) \quad (4.33)$$

und

$$H_y^{(2)} = H_{y_S}(y_k = 0) + K_{F1} \cdot H_{y_S}(y_k = 2\delta) - K_{F1} \cdot H_{y_S}(y_k = 2\delta + 2d_{SJ}) + K_{F2} \cdot H_{y_S}(y_k = -h_{PM}) \quad (4.34).$$

Da nicht davon auszugehen ist, dass die Permeabilitäten des Ständerjochs und des Läuferjochs gleich sind, müssen die Dämpfungsfaktoren für das Ständerjoch K_{F1} und für das Läuferjoch K_{F2} getrennt berechnet werden.

Bei genuteten Anordnungen wird die virtuelle Aufweitung des Luftspaltes durch eine Korrektur der Luftspaltlänge um den Carter'schen Faktor berücksichtigt (siehe /1/ u.A.).

4.3 Praktische Umsetzung

Die Umsetzung des Verfahrens in die Modellierung der Elektronikmotoren erfolgt in zwei Schritten. Vor der eigentlichen Simulation werden im ersten Schritt die Parameter des magnetischen Kreises bestimmt, die dann während der Berechnung im zweiten Schritt zu jedem Zeitpunkt Grundlage zur Bestimmung des Luftspaltfeldes sind. Die Bestimmung dieser Parameter ist Gegenstand der folgenden Betrachtungen.

4.3.1 Bestimmung der Parameter des Magnetkreises

Die Parameter des Magnetkreises sind im Wesentlichen die relativen Permeabilitäten des Ständerjoch- und des Läuferjochmaterials, die zur Berechnung der Dämpfungsfaktoren der jeweiligen Spiegelladungen benötigt werden. Vom Bediener vorzugeben sind die geometrischen Randbedingungen. Bei einfachen Anordnungen ist der magnetische Kreis geometrisch durch fünf Parameter zu beschreiben (siehe Bild 4-3).

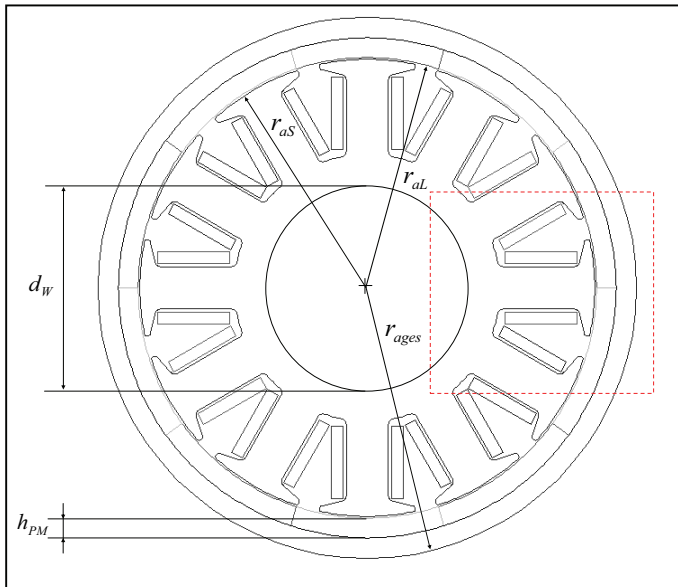


Bild 4-3: Querschnitt eines zehnpoligen Außenläufermotors mit genutetem Ständer. Die relevanten Abmessungen sind eingezeichnet.

Zu den dargestellten Radien der Hauptelemente und der Wellenbohrung ist als fünfte Kenngröße die axiale Magnetlänge l_{PM}

anzugeben. Ist die axiale Ausdehnung des Ständerblechpakets geringer als die der Permanentmagnete, ist stattdessen die Ständerblechpaketlänge l_{BP} zu verwenden. Es wird dazu vereinfachend angenommen, dass das Feld über die ideale Länge l_i homogen und außerhalb vernachlässigbar ist.

Um das Verhalten von Motoren mit aufwändigeren Geometrien berechnen zu können, sind weitere Angaben insbesondere über die Anzahl der Nuten und zur Nutgestaltung notwendig (siehe Bild 4-4).

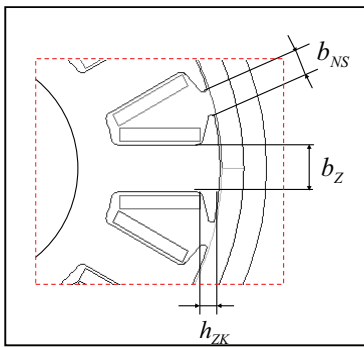


Bild 4-4: Ausschnitt aus Bild 4-3

Nach Festlegen der Randbedingungen und der modellinternen Vorgabe von Startwerten für die relativen Permeabilitäten des Ständerjochs μ_{rSjoch} und des Läuferjochs μ_{rLjoch} wird das Luftspaltfeld auf der Läufer- bzw. Magnetoberfläche und auf der Ständeroberfläche nach den Gleichungen (4.33) und (4.34) berechnet. Daraus ist die Flussdichteverteilung im Läuferjoch abzuleiten und eine neue mittlere relative Permeabilität μ_{rLjoch} anhand der B-H-Kennlinie des Elektroblechs zu bestimmen. Die Flussdichteverteilung im Ständerjoch wird auf die maximale Flussdichte in den Ständer-

zählen umgerechnet. Unter der Annahme, dass die magnetischen Spannungsabfälle in den Ständerzähnen den gesamten magnetischen Spannungsabfall im Ständer dominieren, kann die relative Permeabilität $\mu_{r\text{Stoch}}$ anhand der Flussdichte in den Zähnen mit ausreichender Genauigkeit aus der B-H-Kennlinie bestimmt werden. Mit den jeweils neu bestimmten relativen Permeabilitäten iteriert die Berechnung des Luftspaltfeldes, bis Abweichung der Lösungen zwischen zwei aufeinander folgenden Durchläufen eine bestimmte Schranke unterschreitet, deren Wert festzulegen ist.

4.3.2 Berücksichtigung der Nutung

Da die Arbeit die Modellierung sowohl ungenutzter Motoren mit Luftspaltwicklung als auch genutzter Motoren abdeckt, ist der Einfluss der Nutung auf den magnetischen Kreis bzw. das Luftspaltfeld näher zu betrachten. Ziel ist die Erarbeitung einer hinreichend genauen Beschreibung des Luftspaltfeldes bei genutetem Ständer, ohne während der Simulation auf die numerische Feldberechnung zurück zu greifen.

Die Kenntnis über die Feldverteilung im Luftspalt und speziell im Bereich der Nuten in jedem Zeitschritt ist die Grundlage zur Bestimmung des Nutrastmoments mittels des Maxwell'schen Spannungstensors (siehe /1/). Dazu wird eine stark vereinfachte Anordnung untersucht, die aus einem Permanentmagneten und einem magnetischen Rückschluss besteht (Bild 4-5).

Der Magnet berührt mit einem Pol den Rückschluss, während der entgegengesetzte Pol im Luftspalt liegt. Die Feldverteilung im Luftspalt wurde numerisch mittels der Finite-Elemente-Methode

berechnet. Der über weite Bereiche konstante Luftspalt wird in der Polmitte durch eine Nut stark ausgedehnt, was zu einer Verzerrung der Feldlinien führt (Bild 4-6).

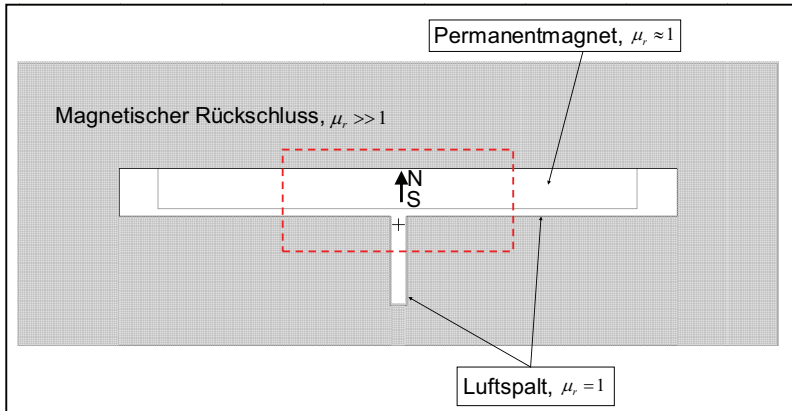


Bild 4-5: Betrachtete Anordnung zur Abbildung der Verhältnisse am genuteten Ständer

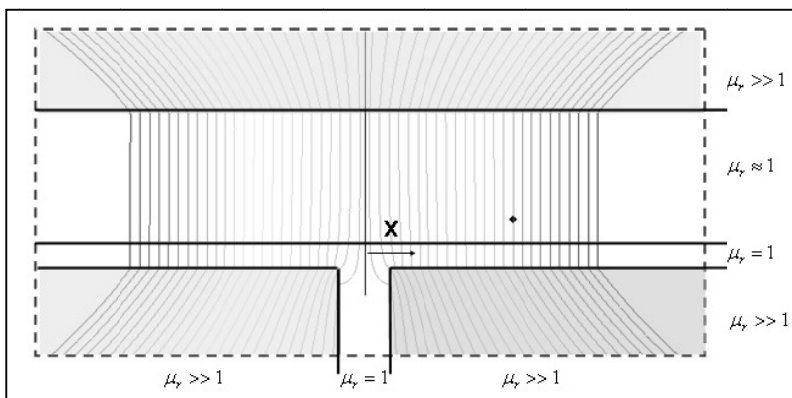


Bild 4-6: Ausschnitt aus Bild 4-5 mit der Darstellung ausgewählter Feldlinien herrührend vom Permanentmagneten, die numerisch berechnet wurden.

Für die Komponenten der Feldstärke H_n und H_t ergeben sich im Luftspalt nahe der Oberfläche des Rückschlusses charakteristische Verläufe, die im Bild 4-7 dargestellt sind.

Die Verläufe können durch markante Punkte mit hinreichender Genauigkeit beschrieben werden (Bild 4-8). Diese sind der minimale und der maximale Betrag der Normalkomponente der Feldstärke $H_{n,\min}$ und $H_{n,\max}$ einschließlich der Position des Maximums, sowie der maximale Betrag der Tangentialkomponente der Feldstärke $H_{t,\max}$ mit der Position.

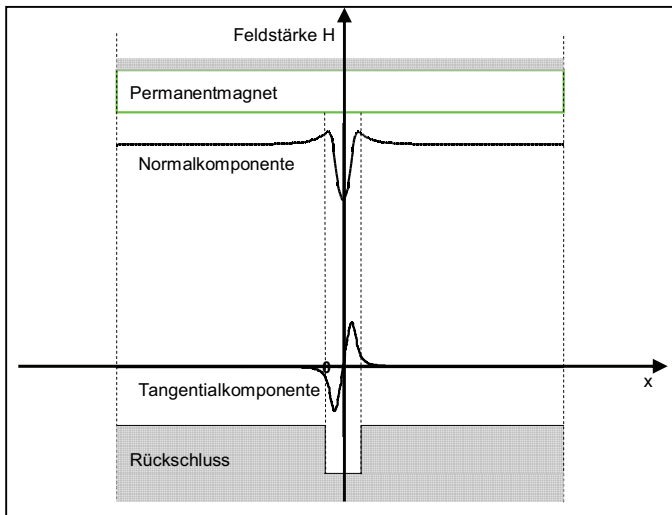


Bild 4-7: Verlauf der Tangential- und der Normalkomponente H_n und H_t der Feldstärke im Luftspalt

Werden die Feldstärken $H_{n,\min}$, $H_{n,\max}$ und $H_{t,\max}$ auf die Normalkomponente der Feldstärke im homogenen Bereich $H_{n,\text{hom}}$ bezogen, führt das zu einer Verallgemeinerung der Beschreibung.

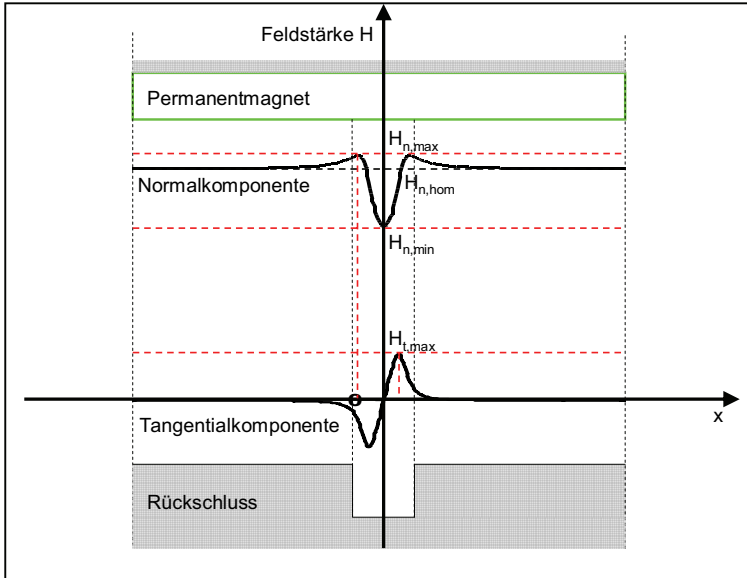


Bild 4-8: Zur Einführung der markanten Punkte im Verlauf der Feldstärke im Luftspalt

Die Positionsdaten werden analog dazu mit der Nutschlitzbreite b_{NS} in Verbindung gebracht, so dass sich fünf Koeffizienten ergeben:

$$k_1 = \frac{H_{n,max}}{H_{n,hom}} \quad (3.35),$$

$$k_2 = \left| \frac{x(H_{n,max})}{b_{NS}/2} \right| \quad (3.36),$$

$$k_3 = \frac{H_{n,min}}{H_{n,hom}} \quad (3.37),$$

$$k_4 = \frac{H_{t,max}}{H_{n,hom}} \quad (3.38)$$

und

$$k_s = \left| \frac{x(H_{r,\max})}{b_{NS}/2} \right| \quad (3.39).$$

Mit Hilfe der numerischen Feldberechnung mittels der Finiten-Elemente-Methode (FEM) wurden die Feldverhältnisse in zahlreichen Varianten der beschriebenen Anordnung bestimmt. Dabei waren durch Anpassung des Magnetmaterials und der Luftspaltlänge im Bereich des homogenen Feldes die Feldstärke auf der Rückschlussoberfläche zu verändern und verschiedene Nutschlitzbreiten zu betrachten. Für jede Variante wurden die Koeffizienten $k_1 - k_5$ ermittelt und zusammen mit der Nutschlitzbreite b_{NS} und der jeweiligen mittleren Flussdichte auf der Oberfläche des Rückschlusses \overline{B}_s hinterlegt. Die Beschreibung der Nutungskoeffizienten ist im Anhang hinterlegt (Abschnitt 11.1).

Während der Bestimmung der Parameter des magnetischen Kreises vor der Simulation, die im Abschnitt 4.3.1 beschrieben ist, wird die Flussdichte \overline{B}_s bestimmt, so dass nach Vorgabe der Nutschlitzbreite b_{NS} die für den jeweiligen Fall passenden Koeffizienten $k_1 - k_5$ ausgewählt und in die weitere Berechnung des Luftspaltfeldes einbezogen werden. Die Treffsicherheit des Verfahrens wird im Kapitel 0 anhand der Bestimmung des Nutrastmoments untersucht.

4.4 Bestimmung der Wicklungsparameter

Die Kenngrößen der Wicklung sind weitestgehend vor der Simulation vorzugeben. Dazu gehören die Selbst- und die Gegeninduktivitäten,

der Wicklungswiderstand pro Ankerstrang, die Polpaarzahl und die Verschaltung der Stränge. Zur Erstellung des Wickelschemas sind weiterhin die Anzahl der Nuten und der Stränge, die Spulenwindungszahl, der Wickelschritt und die Anzahl der Spulenseiten pro Nut festzulegen. Mit diesen Angaben ist die Wicklung eindeutig beschrieben und kann mit Hilfe des Verfahrens des Nutenspannungsterns (/1/, /2/, /3/) nachvollzogen werden. Die Informationen über den so ermittelten Wicklungsaufbau werden für die weiteren Berechnungen in Form einer Matrix hinterlegt, in der jeder Nut die entsprechenden Spulenseiten zugeordnet sind (Bild 4-9).

| | Strang | | Wickelsinn | | |
|----------------------|-----------|-----------|------------|-----------|---------------|
| Spule | $j_1 o_1$ | $j_2 o_2$ | $j_3 o_3$ | $j_4 o_4$ | $j_5 o_5$... |
| Nut Spulenoberseite | N_{1o} | N_{2o} | N_{3o} | N_{4o} | N_{5o} ... |
| Nut Spulenunterseite | N_{1u} | N_{2u} | N_{3u} | N_{4u} | N_{5u} ... |

Bild 4-9: Aufbau der Matrix zur Abspeicherung der Wicklungsanordnung

Der Wicklungsfaktor wird aus der Lage der Spulen eines Stranges bestimmt. Dazu werden die Spulenspannungen geometrisch und arithmetisch addiert und der Quotient gebildet:

$$\xi = \frac{\text{geometrische Summe der Spulenspannungen}}{\text{arithmetische Summe der Spulenspannungen}} \quad (3.40).$$

Die Spulenspannungen ergeben sich aus der Betrachtung des Nutenspannungssterns, der in den oben genannten Quellen ausführlich behandelt wird.

5 Berechnung des Drehmoments und der induzierten Spannung aus den Feldgrößen

5.1 Berechnung der induzierten Spannung

In einer Leiterschleife wird eine Spannung induziert, wenn sich der mit ihr verkettete Fluss ändert:

$$u_{i,sp} = -\frac{d\psi}{dt} \quad (5.1).$$

Unter der vereinfachenden Annahme, dass zunächst nur die Grundwelle der Verteilung des permanenterregten Feldes im Luftspalt zu betrachten ist, gilt für den permanenterregten Fluss pro Pol einer Anordnung wie im Bild 5-1:

$$\Phi_{Pol} = l_i \cdot \frac{D}{2} \cdot \int_{\Gamma_L - \frac{\pi}{2p}}^{\Gamma_L + \frac{\pi}{2p}} \hat{B}_{n,v=1} \cdot \cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma)] d\Gamma = \frac{l_i \cdot D}{p} \cdot \hat{B}_{n,v=1} \quad (5.2).$$

Der Läuferlagewinkel Γ_L fällt mit einem Maximum der Verteilung der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte zusammen.

Dabei gilt der Zusammenhang zwischen der Kreisfrequenz des elektrischen Feldes ω , der mechanischen Winkelgeschwindigkeit Ω_{mech} und dem Läuferlagewinkel Γ_L (vgl. Bild 5-1):

$$\omega \cdot t = p \cdot \Omega_{mech} \cdot t \quad (5.3).$$

Der Läuferlagewinkel ist:

$$\Gamma_L = \Gamma_L(t=0) + \Omega_{mech} \cdot t = \Gamma_{L0} + \Omega_{mech} \cdot t \quad (5.4).$$

Zwischen dem Ständerkoordinatensystem und dem Läuferkoordinatensystem besteht der Zusammenhang:

$$\gamma = p \cdot (\Gamma - \Gamma_{L0}) - \omega \cdot t \quad (5.5).$$

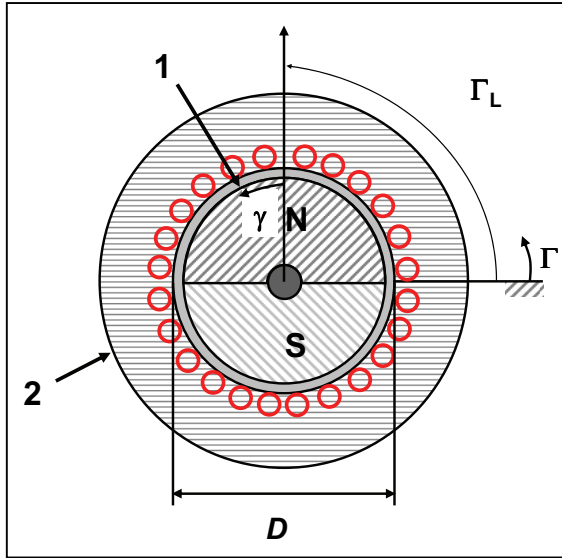


Bild 5-1: Schematische Darstellung eines Motors zur Berechnung des Drehmoments aus dem Maxwell'schen Spannungstensor und zur Berechnung der induzierten Spannung für $\Gamma_L = 90^\circ$. Der Läufer (1) ist zweipolig aufmagnetisiert. Die Nutschlitzes des Ständers (2) werden zunächst als unendlich schmal betrachtet.

Wird eine Spule des Ankers betrachtet (Bild 5-2), ist der Zusammenhang zwischen der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte und dem verketteten Fluss beschrieben durch:

$$\Psi_{v=1}^{ji} = l_i \cdot \frac{D}{2} \cdot w_{Sp} \cdot \int_{\Gamma_{Sp,ji} - \frac{\pi}{2p}}^{\Gamma_{Sp,ji} + \frac{\pi}{2p} - \frac{\eta_1}{p}} \hat{B}_{n,v=1} \cdot \cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma)] d\Gamma \quad (5.6).$$

Die Lage der Ankerspule im Ständerkoordinatensystem wird durch den Winkel $\Gamma_{Sp,ji}$ beschrieben. Der Index ordnet die Spule dem Strang j und innerhalb des Strangs der Spulennummer i zu.

Das Lösen des Integrals führt zu:

$$\Psi_{\nu=1}^{ji}(\Gamma_L) = \frac{w_{Sp} \cdot l_i \cdot D}{p} \cdot \hat{B}_{n,\nu=1} \cdot \cos(\eta_1) \cdot \cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma_{Sp}^{ji})] \text{ bzw.}$$

$$\Psi_{\nu=1}^{ji}(\Gamma_L) = w_{Sp} \cdot \Phi_{Pol} \cdot \cos(\eta_1) \cdot \cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma_{Sp}^{ji})] \quad (5.7).$$

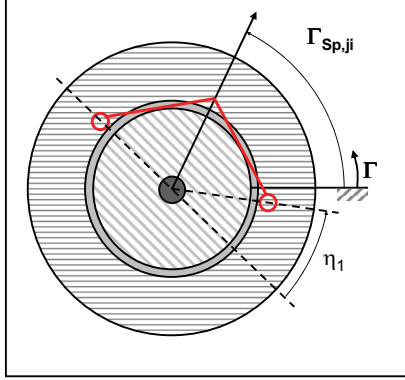


Bild 5-2: Schematische Darstellung zur Definition des Lagewinkels $\Gamma_{Sp,ji}$ einer Ankerspule und des Sehnungswinkels η_1

Der Ausdruck $\cos(\eta_1)$ ist der für die Grundwelle gültige Sehnungsfaktor.

Um den Gruppenfaktor der Grundwelle $\xi_{gr,1}$ herzuleiten, bietet sich ein Wechsel zu Effektivwertzeigern in der komplexe Ebene an. Es gilt weiterhin: $\Gamma_L = \Gamma_{L0} + \frac{\omega}{p} \cdot t$, so dass zu schreiben ist:

$$\underline{\Psi}_{\nu=1}^{ji} = \Phi_{Pol} / \sqrt{2} \cdot w_{Sp} \cdot \cos(\eta_1) \cdot e^{j(p\Gamma_{L0})} \cdot e^{-j(p\Gamma_{Sp}^{ji})} \quad (5.8).$$

Wird die Betrachtung auf einen Strang mit Q Spulen ausgeweitet, ergibt sich der mit dem Strang verkettete Fluss:

$$\underline{\Psi}_{\nu=1}^{ji} = \Phi_{Pol} / \sqrt{2} \cdot w_{Sp} \cdot \cos(\eta_1) \cdot e^{j(p\Gamma_{L0})} \cdot \sum_{i=1}^Q e^{-j(p\Gamma_{Sp}^{ji})} \quad (5.9).$$

Nach [3] (Vogt, Berechnung) gilt für den Gruppenfaktor der Grundwelle $\xi_{gr,1}$, der die Verschaltung der Spulen innerhalb des Stranges berücksichtigt:

$$\sum_{j=1}^Q e^{-j(p\Gamma_{sp}^j)} = Q \cdot \xi_{gr,1} \cdot e^{-j(p\Gamma_{str}^i)}$$

Damit wird Gl.(5.9) zu:

$$\underline{\Psi}_{v=1}^j = \frac{\Phi_{Pol}}{\sqrt{2}} \cdot w_{Sp} \cdot Q \cdot \xi_{gr,1} \cdot \cos(\eta_1) \cdot e^{j[p(\Gamma_{L0} - \Gamma_{Sp}^i)]} \quad (5.10).$$

Das Produkt des Gruppenfaktors $\xi_{gr,1}$ und des Sehnungsfaktors $\cos(\eta_1)$ ist bei ungeschrägten Wicklungen ($\xi_{schr} = 1$) der Wicklungsfaktor:

$$\xi_1 = \cos(\eta_1) \cdot \xi_{gr,1} \quad (5.11).$$

Die Strangwindungszahl ist das Produkt aus Spulenwindungszahl w_{Sp} und Anzahl der in Reihe geschalteten Spulen im Strang Q :

$$w_{Str} = Q \cdot w_{Sp} \quad (5.12).$$

Die induzierte Spannung pro Strang wird durch folgenden Zusammenhang beschrieben:

$$\underline{U}_{i,Sp,v=1} = -j\omega \underline{\Psi}_{v=1} \quad (5.13)$$

bzw.

$$\underline{U}_{i,v=1}^j = \omega \cdot \frac{\Phi_{Pol}}{\sqrt{2}} \cdot w_{Str} \cdot \xi_{gr,1} \cdot \cos(\eta_1) \cdot e^{j[p(\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^i) - \frac{\pi}{2}]} \quad (5.14)$$

oder kurz in Zeigerschreibweise:

$$\underline{U}_{i,v=1}^j = K_n \cdot \Phi_{Pol} \cdot \omega \cdot e^{j\varphi_{\hat{U}}^j} \quad (5.15).$$

Die Betrachtung der Grundwelle ist in vielen Fällen ausreichend zur Beschreibung des Betriebsverhaltens eines EC-Motors. Für genauere Betrachtungen insbesondere bei nichtsinusförmigen

Luftspaltfeldern sind auch die höheren Harmonischen des vom Permanentmagneten herrührenden Luftspaltfeldes einzubeziehen. Die räumliche Verteilung der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte auf der Ständeroberfläche, die von der Permanenterregung herrührt, ist im Modell in jedem Zeitschritt bekannt. Die mit den einzelnen Spulen verketteten Flüsse werden auf dieser Grundlage berechnet und die induzierten Spannungen nach Gl.(5.1) bestimmt.

5.2 Berechnung des Drehmoments mit dem Maxwell'schen Spannungstensor

Aus der Herleitung des Drehmoments über den Maxwell'schen Spannungstensor nach /1/ ergibt sich das Drehmoment im Luftspalt zu

$$m = F_i \cdot \frac{D}{2} = \frac{D^2 \cdot l_i}{4} \cdot \mu_0 \cdot \int_0^{2\pi} H_i(\Gamma) \cdot H_n(\Gamma) d\Gamma \quad (5.16),$$

wobei D der Durchmesser und l_i die Länge der Integrationsfläche sind. Die Betrachtungen werden deutlich vereinfacht, wenn die Integrationsfläche im Luftspalt in unmittelbarer Nähe der Ankeroberfläche liegt.

Werden Sättigungseffekte nicht berücksichtigt, kann von einer Superposition des Ständer- und des Läuferfeldes ausgegangen werden.

Das Produkt der Feldstärkekomponenten wird dann je nach Herkunft der Anteile vom Ständerfeld ($H_{t,S}(\Gamma)$ und $H_{n,S}(\Gamma)$) oder vom Läuferfeld ($H_{t,L}(\Gamma)$ und $H_{n,L}(\Gamma)$) in vier Einzelprodukte zerlegt:

$$H_t(\Gamma) \cdot H_n(\Gamma) = H_{t,S}(\Gamma) \cdot H_{n,S}(\Gamma) + H_{t,L}(\Gamma) \cdot H_{n,L}(\Gamma) + H_{t,L}(\Gamma) \cdot H_{n,S}(\Gamma) + H_{t,S}(\Gamma) \cdot H_{n,L}(\Gamma) \quad (5.17).$$

Das Produkt, das nur Komponenten herrührend vom Läuferfeld enthält ($H_{t,L}(\Gamma) \cdot H_{n,L}(\Gamma)$), führt zur Berechnung von Reluktanzmomenten, die bei Verwendung oberflächenmontierter Magnete über eine Motorumdrehung in guter Näherung mittelfreiwertfrei sind und zunächst vernachlässigt werden. Reluktanzmomente treten auf, wenn sich magnetische Leitwerte in Abhängigkeit von der Rotorstellung ändern. Durch geeignete Maßnahmen, wie zum Beispiel die Schrägung eines Hauptelementes, ist eine Minimierung dieser Momente möglich.

Bei Elektronikmotoren ist besonders beim Einsatz von Hochenergiemagneten das permanenterregte Feld deutlich stärker ausgebildet als das von der Wicklung hervorgerufene Feld. In der Regel sind Unterschiede um eine Größenordnung zu beobachten.

Unter dieser Voraussetzung gilt:

$$H_{n,S}(\Gamma) \ll H_{n,L}(\Gamma)$$

und damit

$$H_{t,L}(\Gamma) \cdot H_{n,S}(\Gamma) \ll H_{t,S}(\Gamma) \cdot H_{n,L}(\Gamma)$$

sowie

$$H_{t,S}(\Gamma) \cdot H_{n,S}(\Gamma) \ll H_{t,S}(\Gamma) \cdot H_{n,L}(\Gamma).$$

Die Komponenten des Luftspaltmagnetfeldes ergeben sich dann in guter Näherung aus der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte $B_n(\Gamma)$ herrührend vom Erregerfeld

$$H_n(\Gamma) = \frac{B_n(\Gamma)}{\mu_0} \quad (\text{vgl. Bild 5-3})$$

und dem Ankerstrombelag $A(\Gamma)$:

$$H_t(\Gamma) = A(\Gamma) \quad (\text{vgl. Bild 5-4}).$$

Damit kann das Drehmoment allgemein als

$$m = \frac{D^2 \cdot l_i}{4} \cdot \int_0^{2\pi} A(\Gamma) \cdot B_n(\Gamma) d\Gamma \quad (5.18)$$

ausgedrückt und auf diesem Weg im Modell bestimmt werden.

Je nach Zeitverlauf des Strangstroms i_{Str}^j , der Wicklungsverteilung der maximalen Flussdichte im Luftspalt und der Luftspaltfeldverteilung herrührend vom Permanentmagneten (sinusförmig, blockförmig) ergeben sich verschiedene Grundwellendrehmomente, die allgemein als:

$$M_i = K \cdot B_{n,\max} \cdot I_{Str,\nu=1} \quad (5.19)$$

bzw.

$$M_{Str}^j = K_{Str} \cdot B_{n,\max} \cdot I_{Str,\nu=1}^j \quad (5.20)$$

ausgedrückt werden können.

Der Faktor K unterscheidet sich bei den vier grundsätzlich möglichen Kombinationen, die im Bild 5-5 aufgeführt sind, und ist Gegenstand weiterer Betrachtungen in den Abschnitten 7.1.3 und 0.

Beim Entwurf des Motors werden die Drehmomente überschläglich mit den Grundwellendrehmomenten gleichgesetzt. Die analytische Simulation erfolgt dann für alle Drehmomentanteile.

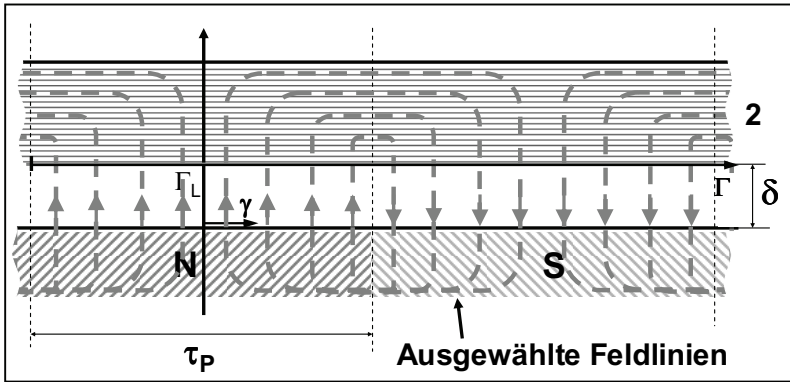


Bild 5-3: Abgewinkelte schematische Darstellung des Luftspalts zwischen dem Läufer (1) und dem Ständer (2) mit ausgewählten Feldlinien des permanentenerregten Läuferfeldes

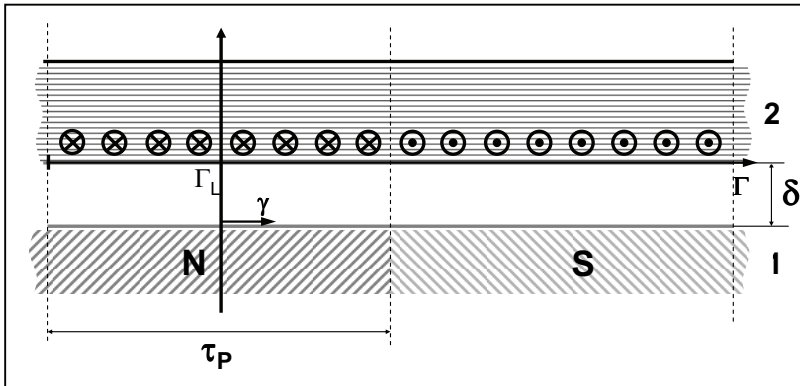


Bild 5-4: Abgewinkelte Darstellung des Luftspalts zwischen Läufer (1) und Ständer (2) mit Strombelag

| | Sinuskommütierung | Blockkommütierung |
|--------------------------------|-------------------|-------------------|
| sinusförmiges Luftspaltfeld | $\sim\sim$ | $\Pi\sim$ |
| blockförmiges Luftspaltfeld | $\sim\Pi$ | $\Pi\Pi$ |

Bild 5-5: Mögliche Kombinationen der Stromform mit der Verteilung des Luftspaltfeldes mit Zuordnung der Indizes

6 Mechanisches Modell

Die Modellierung der mechanischen Eigenschaften des Motors vermittelt zwischen dem inneren Drehmoment M_i , das durch die Auswertung des Luftspaltfeldes mittels des Maxwell'schen Spannungstensors berechnet wurde, und dem tatsächlich an der Welle zur Verfügung stehenden Drehmoment M unter Berücksichtigung der im Motor auftretenden Verluste durch Reibung und Ummagnetisierung. Die zutreffende Bestimmung der mechanischen Parameter ist Voraussetzung für die Vorhersage der dynamischen Motoreigenschaften, wie sie zum Beispiel bei Lastsprüngen oder in der Anlaufphase des Motors in Erscheinung treten.

Die an der Welle angreifenden Drehmomente befinden sich bei starren Körpern zu jedem Zeitpunkt im Gleichgewicht:

$$M = M_i - (M_{Last} + M_v) \quad (6.1),$$

wobei das Auftreten des Drehmoments M stets mit einer Drehzahländerung verbunden ist:

$$M = 2\pi \cdot J_L \cdot \frac{d n}{d t} \quad (6.2) .$$

Im statischen Fall gilt $M = 0$. Der Zusammenhang zwischen der Ableitung der Drehzahl nach der Zeit $\frac{d n}{d t}$ und dem Drehmoment ist durch das Massenträgheitsmoment J_L des Rotors beschrieben. Je nach Ausführung des Motors als Innen- oder als Außenläufer wird es unterschiedlich berechnet.

Beim Innenläufer gelten die folgenden Beziehungen (siehe /16/ und /17/):

$$J_{LJ,innen} = \frac{1}{2} \cdot m_{LJ,innen} \cdot r_{aL}^2$$

für das Läuferjoch und

$$J_{PM,innen} = \frac{1}{2} \cdot m_{PM,innen} \cdot [r_{aL}^2 + (r_{aL} + h_{PM})^2]$$

für die Permanentmagneten.

Das Gesamtträgheitsmoment ist die Summe der beiden:

$$J_{L,innen} = \frac{1}{2} \cdot m_{PM,innen} \cdot [r_{aL}^2 + (r_{aL} + h_{PM})^2] + \frac{1}{2} \cdot m_{LJ,innen} \cdot r_{aL}^2 \quad (6.3).$$

Zur Ermittlung der Läufermasse werden aufgrund der zahlreichen möglichen Ausführungsvarianten folgende Verallgemeinerungen bzw. Vereinfachungen getroffen, um die Berechnung überschaubar zu halten (siehe auch Bild 6-1):

- 1.) Die Summe aus Läuferaußenradius und Magnethöhe ist über den Umfang konstant: $(r_{aL} + h_{PM}) = const$. Diese Aussage ist streng genommen nur auf Motoren aus Vollmagneten zutreffend. Sie ist aber auf alle anderen Anordnungen übertragbar, wenn davon ausgegangen wird, dass die eventuell auftretenden Magnetzwischenräume bei segmentierten Ausführungen deutlich kleiner als die Polteilung sind.
- 2.) Die Magnetlänge ist gleich der axialen Läuferlänge $l_{PM} = l_L$. Bei einigen ausgeführten Motoren ist die axiale Läuferlänge zwar durchaus größer als die Magnetlänge oder umgekehrt, die daraus resultierende Abweichung zwischen berechnetem und realem Trägheitsmoment ist aber sehr gering.

Dann gilt in guter Näherung für die Masse des Läufers:

$$m_{L,innen} = \rho_{PM} \cdot \pi \cdot l_{PM} \cdot [(r_{aL} + h_{PM})^2 - r_{aL}^2] + \rho_{LJ} \cdot \pi \cdot l_{PM} \cdot r_{aL}^2 \quad (6.4).$$

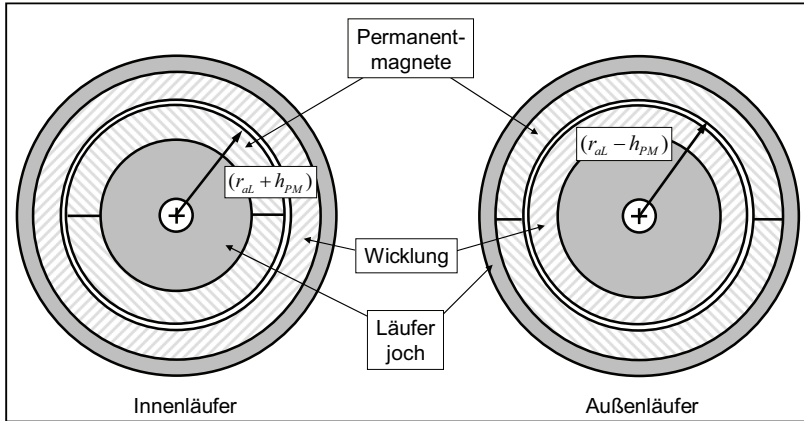


Bild 6-1: Vereinfachte Querschnitte zur Berechnung des Trägheitsmoments

Liegt ein Außenläufer vor, ist die Berechnung des Massenträgheitsmoments anzupassen:

$$J_{L,aussen} = \frac{1}{2} \cdot m_{PM,aussen} \cdot [r_{aL}^2 + (r_{aL} - h_{PM})^2] + \frac{1}{2} \cdot m_{LJ,aussen} \cdot [r_{aL}^2 + r_{aL}^2] \quad (6.5).$$

Analog zum Innenläufer sind auch hier Vereinfachungen und Verallgemeinerungen vorzunehmen:

- 1.) Die Differenz aus Läuferbohrungsradius und Magnethöhe ist über den Umfang konstant: $(r_{aL} - h_{PM}) = const.$
- 2.) Die Magnetlänge ist gleich der axialen Läuferlänge $l_{PM} = l_L$.

Die Masse des Außenläuferrotors wird dann näherungsweise durch diesen Zusammenhang bestimmt:

$$m_{L,ausen} = \rho_{PM} \cdot \pi \cdot l_{PM} \cdot [r_{al}^2 - (r_{al} - h_{PM})^2] + \rho_{LJ} \cdot \pi \cdot l_{PM} \cdot [r_{ages}^2 - r_{al}^2] \quad (6.6).$$

Durch Umstellen der Gleichung (6.2) wird die Drehzahl des Motors berechnet:

$$n = \frac{1}{2\pi \cdot J_L} \int M dt \quad (6.7).$$

Das Lastmoment M_{Last} wird zur Simulation vorgegeben. Es besteht die Möglichkeit, sowohl einzelne Lastsprünge als auch eine Serie von Lastsprüngen in die Berechnung einfließen zu lassen. Auch die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie des Motors kann unter anderem nachgerechnet werden.

Das Verlustdrehmoment M_v wird auf drei parallel wirkende Ursachen zurückgeführt:

- 1.) Reibungsverluste
- 2.) Hystereseverluste
- 3.) Wirbelstromverluste.

Die Reibungsverluste beinhalten sowohl die Lagerreibung als auch die Luftreibung durch Verwirbelungen im Luftspalt und am ggf. vorhandenen Lüfter. Sie wird durch einen Reibungskoeffizienten k_{reib} beschrieben, der die Reibungsanteile des Leerlaufdrehmoments in guter Näherung mit der Motordrehzahl verknüpft:

$$M_{L,reib} = k_{reib} \cdot n^2 \quad (6.8).$$

Weil die seriöse Bestimmung des Reibungskoeffizienten nur experimentell durchgeführt werden kann, sind in der Simulation Erfahrungswerte aus existierenden Anordnungen einzusetzen.

Die Berechnung der Hystereseverluste und der Wirbelstromverluste ist unter anderem in /3/ und /18/ beschrieben. Danach werden die Hystereseverluste näherungsweise durch eine zugeschnittene Größengleichung in linearer Abhängigkeit von der Drehzahl beschrieben:

$$\frac{p_v}{W/kg} = \varepsilon \cdot \frac{n \cdot p}{50Hz} \cdot \left(\frac{B}{T} \right)^2 \quad (6.9).$$

Der Faktor ε ist eine Materialgröße, die in der Norm DIN EN 10106 festgehalten und stark vom Herstellungsverfahren und von der Stärke des Elektroblechs abhängig ist. Ein Elektroblech der Dicke 0,5mm kann zum Beispiel je nach Verlustziffer bei einer Induktion von $B=1,5T$ und einer Frequenz von $f=50Hz$ ein ε von $0,9W/kg$ bis $2,4W/kg$ aufweisen. Es wird in guter Näherung davon ausgegangen, dass die Ummagnetisierungsverluste im Läufer, der sich mit dem Drehfeld bewegt, vernachlässigbar sind, sodass die Betrachtung des Ständerblechpakets mit dem Volumen V_s ausreichend genau ist. Die mittlere Flussdichte in den Zähnen des Ständers \bar{B}_{Zahn} wird während der Berechnung des permanenterregten Feldes ermittelt (siehe auch Abschnitt 4.2) und ist Grundlage zur Ermittlung der Gesamtverluste durch Hysterese:

$$P_U = \varepsilon \cdot \frac{n \cdot p}{50\text{Hz}} \cdot \left(\frac{\bar{B}_{\text{Zahn}}}{T} \right)^2 \cdot V_S \cdot \rho_{\text{Blechpaket}} \quad (6.10).$$

Die Verlustleistung wird in ein äquivalentes Drehmoment umgerechnet:

$$M_{L,U} = \frac{P_U}{2\pi \cdot n} \quad (6.11).$$

Die Vorgehensweise zur Ermittlung der Wirbelstromverluste ist ähnlich. Die spezifischen Verluste werden durch eine zugeschnittene Größengleichung beschrieben, die einen quadratischen Zusammenhang zwischen den Verlusten und der Drehzahl unterstellt:

$$\frac{p_w}{W/kg} = \sigma \cdot \left(\frac{n \cdot p}{50\text{Hz}} \cdot \frac{B}{T} \right)^2 \quad (6.12).$$

Der Koeffizient σ ist ebenfalls stark von der Materialbeschaffenheit und der konkreten Anordnung abhängig und in Tabellen (DIN EN 10106) hinterlegt. Bei Elektroblechen beträgt der Koeffizient zwischen $0,2 \text{ W/kg}$ und $1,3 \text{ W/kg}$ bei $B=1,5T$ und $f=50\text{Hz}$.

Die im Ständerblechpaket hervorgerufenen Wirbelstromverluste werden durch die Gleichung

$$P_{W,S} = \sigma_{\text{Blech}} \cdot \left(\frac{n \cdot p}{50\text{Hz}} \cdot \frac{\bar{B}_{\text{Zahn}}}{T} \right)^2 \cdot V_S \cdot \rho_{\text{Blechpaket}} \quad (6.13)$$

berechnet. Besonders bei Kleinmaschinen ist die Berücksichtigung des Stanzkanteneinflusses durch einen weiteren Korrekturfaktor zwar durchaus üblich, die sehr starke Abhängigkeit von der jeweiligen Ständergeometrie und von den Materialeigenschaften macht eine

seriöse Abschätzung schwer. In der Modellierung wird deshalb auf eine Einbeziehung eines solchen Faktors verzichtet.

Bei der Verwendung gesinterter NdFeB-Magnete kommt es aufgrund des vergleichsweise hohen elektrischen Leitwerts im Magnetmaterial ebenfalls zur Ausbildung von Wirbelströmen. Ursache ist die durch die Nutung hervorgerufene Schwankung der Feldstärke im Magneten. Die dort auftretenden Verluste werden abgeschätzt. Dazu wird davon ausgegangen, dass der elektrische Leitwert des Magneten etwa um drei Größenordnungen größer ist als der elektrische Leitwert des Ständerblechpaketes in Richtung der Blechung. Es wird weiterhin in grober Näherung angenommen, dass sich der Koeffizient zur Charakterisierung der Wirbelstromverluste im Magneten σ_{PM} umgekehrt proportional zum elektrischen Leitwert verhält:

$$\sigma_{NdFeB, gesinter} = \sigma_{Blech} \cdot 10^3 \quad (6.14).$$

Pro Motorumdrehung ändert sich das Feld im Magneten entsprechend der Anzahl der Nuten N-mal.

Es gilt also in grober Näherung:

$$P_{W, PM} = 10^3 \cdot \sigma_{Blech} \cdot \left(\frac{n \cdot N}{50Hz} \cdot \frac{\Delta B_{PM}}{T} \right)^2 \cdot V_S \cdot \rho_{Blechpaket} \quad (6.15).$$

Es wird vereinfachend davon ausgegangen, dass die nutungsbedingte Änderung der Flussdichte im Magnetmaterial nicht größer als 10% ist:

$$\Delta B_{PM} = \frac{\bar{B}_{PM}}{10} \quad (6.16).$$

Die Gesamtverluste durch Wirbelströme sind bei Verwendung von gesintertem NdFeB-Magnetmaterial die Summe der beiden Einzelverluste:

$$P_W = P_{W,S} + P_{W,PM} \quad (6.17).$$

Werden Magnetmaterialien mit geringer elektrischer Leitfähigkeit eingesetzt (z.B. kunststoffgebundenes NdFeB), können die Wirbelströme im Magneten vernachlässigt werden und es gilt:

$$P_W = P_{W,S} \quad (6.18).$$

Auch hier wird die durch die Wirbelströme hervorgerufene Verlustleistung einem äquivalenten Drehmoment zugeordnet:

$$M_{L,W} = \frac{P_W}{2\pi \cdot n} \quad (6.19).$$

Das Verlustdrehmoment wird durch Addieren der drei Anteile ermittelt:

$$\begin{aligned} M_V &= M_{reib} + M_U + M_W \\ &= k_{reib} \cdot n^2 + \varepsilon \cdot \frac{1}{2\pi \cdot n} \frac{n}{50\text{Hz}} \cdot \left(\frac{\bar{B}_{Zahn}}{T} \right)^2 \cdot V_S \cdot \rho_{Blechkpaket} \\ &\quad + \sigma \cdot \frac{1}{2\pi \cdot n} \left(\frac{n}{50\text{Hz}} \cdot \frac{\bar{B}_{Zahn}}{T} \right)^2 \cdot V_S \cdot \rho_{Blechkpaket} \end{aligned} \quad (6.20).$$

Der Zusammenhang wird weiter vereinfacht:

$$M_V = \frac{1}{2\pi} \left[\varepsilon \cdot \frac{1}{50\text{Hz}} \cdot \left(\frac{\bar{B}_{Zahn}}{T} \right)^2 + \sigma \cdot n \cdot \left(\frac{1}{50\text{Hz}} \cdot \frac{\bar{B}_{Zahn}}{T} \right)^2 \right] \cdot V_S \cdot \rho_{Blechkpaket} + k_{reib} \cdot n^2 \quad (6.21)$$

und es wird deutlich, dass das Verlustdrehmoment aus einem drehzahlinvarianten, einem linear von der Drehzahl abhängenden und einem quadratisch mit der Drehzahl verknüpften Anteil besteht. Je nach Gewichtung der Verlustanteile kann das Verlustdrehmoment

deshalb einen stark unterschiedlichen Verlauf als Funktion der Drehzahl aufweisen.

Ergebnis der mechanischen Modellierung des Motors ist die Drehzahl n , die eine wichtige Zustandsgröße des Motors darstellt. Sie wird für die Rückspeisung in die elektrische bzw. elektromagnetische Modellierung mit der Polpaarzahl p in Kreisfrequenz des Motors umgerechnet (vgl. Abschnitt 3.1):

$$\omega = 2\pi \cdot p \cdot n \quad (6.22).$$

Die Kreisfrequenz ω ist Voraussetzung zur Berechnung der induzierten Spannungen in den Strängen. Weiterhin wird die Rotorlage durch Integration bestimmt:

$$\Gamma_L = 2\pi \cdot \int n \, dt + \Gamma_{L0} \quad (6.23),$$

die die Grundlage zur Ansteuerung eines leistungselektronischen Stellgliedes darstellt.

7 Gesichtspunkte zur Wahl der Ausführungsform

7.1 Ansteuerverfahren

7.1.1 Einleitung

Der grundlegende Bestandteil jeder Ansteuerung für einen Elektronikmotor ist der Wechselrichter, da er ein zwei- oder mehrphasiges Strom-Spannungs-System erzeugt, das in der Ständerwicklung ein Drehfeld hervorruft.

Der Wechselrichter wird üblicherweise mit einer Gleichspannung beim Betrieb an einem Akkumulator bzw. einer gleichgerichteten Spannung beim Betrieb an einem Wechselspannungsnetz gespeist.

Bild 7-1 zeigt am Beispiel eines dreiphasigen Wechselrichters eine typische Topologie. Mit Hilfe von drei Halbbrücken kann jeder Strang separat ein- bzw. ausgeschaltet und in der Polarität umgekehrt werden. Es wird unterschieden zwischen Umrichtern mit wechelspannungsseitiger Kommutierung (I-Umrichter) und Umrichtern mit gleichspannungsseitiger Kommutierung (U-Umrichter). Der I-Umrichter prägt einen Wechselstrom ein, während der U-Umrichter eine Wechselspannung vorgibt.

Die Form der Ausgangsströme I_1 , I_2 und I_3 (I-Umrichter) bzw. der Ausgangsspannungen U_{12} , U_{23} und U_{31} (U-Umrichter) wird durch die Ansteuerung der Schalter s bestimmt. In der Regel wird hier das Pulsweitenmodulationsverfahren verwendet. Dieses Verfahren ermöglicht die Generierung unterschiedlicher Strom- und Spannungsverläufe, die in den nächsten Abschnitten behandelt werden.

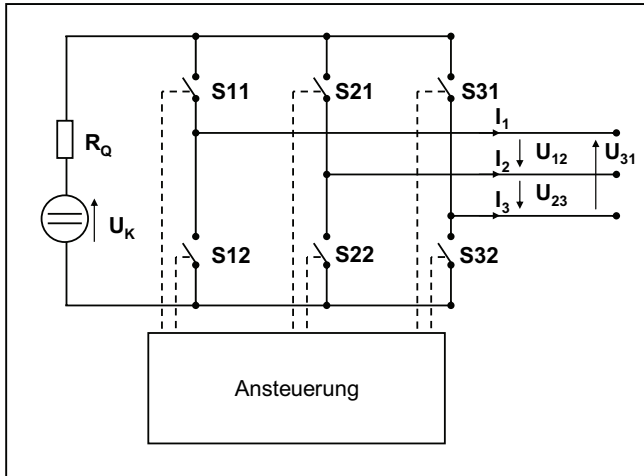


Bild 7-1: Prinzipschaltbild eines dreiphasigen Wechselrichters

Zur Bestimmung der Schaltzeitpunkte gibt es verschiedene Vorgehensweisen. Im einfachsten Fall wird die Ansteuerung hart ohne Informationen über die Rotorlage vorgenommen. Das kann speziell im Anlauf zu Problemen führen und ist nur für kleine Drehzahlen und Motoren mit kleinen Trägheitsmomenten realisierbar. Weit verbreitet ist die Verwendung von Hallsensoren im Luftspalt als Lagegeber. Das Hallsignal dient hier im günstigsten Fall direkt als Ansteuersignal für die Schalter. Dadurch ist nur ein minimaler zusätzlicher Beschaltungsaufwand nötig. Obwohl so die Kosten für die Elektronik in Grenzen gehalten werden können, hat dieses Verfahren den Nachteil, dass für die Hallsensoren Raum zur Verfügung gestellt werden muss. Besonders bei kleinen Motoren mit kleinen Luftspalten steht dieser oftmals nicht zur Verfügung.

Die Alternative ist die Auswertung der elektrischen Größen. Besonders bei Blockkommutierung in mehrphasigen Systemen bietet sich die Betrachtung des unbestromten Strangs an. Vielfach wird dieser Strang mit einem Testsignal beaufschlagt oder die induzierte Spannung ausgewertet.

Sehr häufig werden Elektronikmotoren mit dreisträngigen Wicklungen ausgeführt. Bilden die Ströme und Spannungen in den Strängen ein symmetrisches Dreiphasensystem, können die äußeren Zuleitungen leitungssparend zusammen-geschaltet werden. Die beiden möglichen Verschaltungen des Motors am Wechselrichter (Stern- und Dreiecksschaltung) und die Benennung der elektrischen Größen zeigen Bild 7-2 bzw. Bild 7-3. Prinzipiell ist auch der Aufbau von symmetrischen Systemen mit mehr als drei Phasen möglich, allerdings steigt dann auch der Ansteuerungsaufwand des Wechselrichters an, so dass solche Lösungen nur selten gewählt werden. Zum Aufbau eines symmetrischen Drehfeldes im Luftspalt wird ein Dreiphasensystem betrachtet. Wenn die Symmetrie der Phasen nicht gewährleistet ist, kommt es zu Ausgleichsvorgängen zwischen den Strängen, die zu erhöhten Verlusten führen.

Wenn beim Entwurf eines Motors die Entscheidung für eine dreisträngige Ausführung getroffen ist, muss im nächsten Schritt geklärt werden, ob die Stränge in Stern- oder in Dreiecksschaltung zu verbinden sind. Beide Varianten haben sowohl in elektrischer als auch in technologischer Hinsicht spezielle Vor- und Nachteile, die es abzuwägen gilt. Dazu werden nachfolgend (Abschnitt 7.1.2.) die Eigenschaften der beiden Schaltungen erläutert und anschließend

hinsichtlich ihres Einflusses auf das Betriebsverhalten des Motors gegenüber gestellt. Die technologischen Randbedingungen insbesondere beim Wickeln sind stark vom jeweiligen Anwendungsfall abhängig und werden nur allgemein diskutiert.

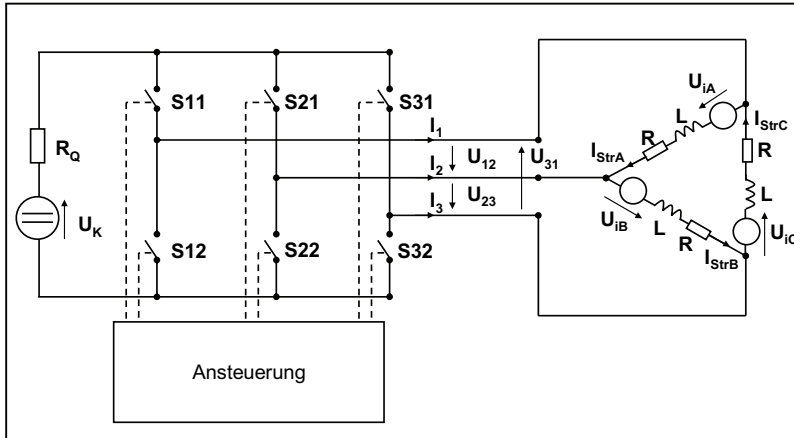


Bild 7-2: Schaltbild eines dreiphasigen, in Dreieck verschalteten Elektronikmotors an einem Wechselrichter

Um ein möglichst gleichmäßiges Drehmoment zu erhalten, ist es notwendig, die Verteilung des Luftspaltfeldes, die Wicklungsausführung und die Form der Stromkurve aufeinander anzupassen. Sind die Permanentmagnete radial magnetisiert, führt die rechteckförmige Luftspaltfeldverteilung bei geeignet gesehten Ständerspulen und blockförmiger Statorstromeinprägung zu einem drehwinkelabhängigen Drehmoment. Dagegen ruft eine sinusförmige Verteilung der Luftspaltflussdichte nur mit sinusförmigen Strangströmen ein gleichmäßiges Drehmoment hervor. Zur Drehmomentbildung tragen ausschließlich Harmonische der Luftspaltfeldverteilung bzw. der

Stromdichteverteilung gleicher Ordnungszahl bei. Das Grundwellendrehmoment ist im stationären Zustand eine Gleichgröße und wird von der Grundwelle der permanenten und der von der Ständerwicklung hervorgerufenen Komponente des Luftspaltfeldes hervorgerufen.

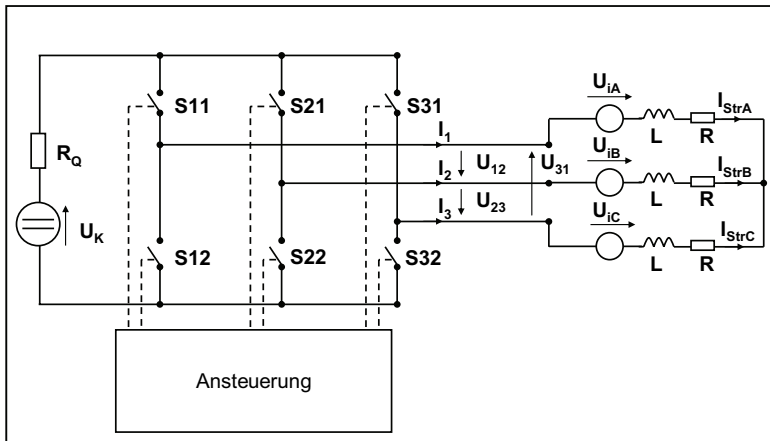


Bild 7-3: Schaltbild eines dreiphasigen, in Stern verschalteten Elektronikmotors an einem Wechselrichter

Eine weitere Betrachtung der Drehmomentbildung erfolgt in den Abschnitten 7.1.3 und 0.

Aufbauend auf den elektrischen Ersatzschaltbildern und den daraus resultierenden Spannungsgleichungen in den dreisträngigen Systemen (vgl. auch Abschnitt 3.2) wird der Zusammenhang zur Berechnung der induzierten Spannung nach Vorgabe der Drehzahl und der Zusammenhang zur Berechnung des inneren Drehmomentes nach Vorgabe des Strangstroms hergeleitet. Die Betrachtung wird dabei vereinfachend auf konzentrierte Spulen

beschränkt, mit denen die Elektronikmotoren überwiegend ausgestattet sind.

7.1.2 Betriebsverhalten des Elektronikmotors auf seiner natürlichen Kennlinie

Die natürliche Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie eines Motors beschreibt sein Verhalten bei Vollaussteuerung der Elektronik und unter der Bedingung, dass Ständer und Läuferfeld senkrecht aufeinander stehen:

$$\varphi_i^j = p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^i) - \frac{\pi}{2} = \varphi_{Ui}^j \quad (7.1).$$

Um Arbeitspunkte oberhalb der natürlichen Kennlinie zu erreichen, ist das Verfahren der Feldschwächung einzusetzen. Dabei werden Komponenten des Ständerfeldes in Gegenphase zum permanent-erregten Feld eingespeist und führen zu einer Reduktion des resultierenden Flusses. Arbeitspunkte unterhalb werden bei konstanter Zwischenkreisspannung U_k durch Anpassung des Tastverhältnisses realisiert.

Die allgemeinen Zusammenhänge zwischen Drehzahl und induzierter Spannung sowie Drehmoment und Strom wurden für die Grundswingungen der Ströme und der Spannungen in den Abschnitten 5.1 und 5.2 bereits hergeleitet:

$$\underline{U}_{i,v=1}^j = K_n \cdot \Phi_{Pol} \cdot \omega \cdot e^{j\varphi_{Ui}^j} \quad (7.2) \text{ und}$$

$$M_{Str}^j = K_{Str} \cdot B_{n,max} \cdot I_{Str,v=1}^j \quad (7.3).$$

Die vollständige Spannungsgleichung der Grundwellen für einen Strang j lautet:

$$\underline{U}_{Str,v=1}^j = \underline{U}_{i,v=1}^j + \underline{I}_{Str,v=1}^j \cdot (R_{Str} + j\omega L_{Str}).$$

Die induzierte Spannung wird durch Gleichung (5.15) ersetzt und der Gesamtausdruck nach der elektrischen Kreisfrequenz umgestellt:

$$\omega = \frac{\underline{U}_{Str,v=1}^j - \underline{I}_{Str,v=1}^j \cdot R_{Str}}{K_n \cdot \Phi_{Pol} \cdot e^{j\phi_{ij}} + \underline{I}_{Str,v=1}^j \cdot jL_{Str}} \quad (7.4).$$

Je nach verwendetem Umrichtertyp wird entweder die Leiter-Leiter-Spannung oder der Leiterstrom eingepreßt (vgl. /12/, /23/ und /30/). Bei eingepreßter Spannung ist der Verlauf des Leiterstroms zu jedem Zeitpunkt aus der Spannungsgleichung zu ermitteln:

$$i_{Str}^j + \frac{L_{Str}}{R_{Str}} \cdot \frac{di_{Str}^j}{dt} = \frac{u_{Str}^j - u_i^j}{R_{Str}} \quad (7.5).$$

Im umgekehrten Fall vorgegebener Ströme wird durch die gleiche Vorgehensweise die Strangspannung bestimmt:

$$u_{Str}^j = u_i^j + i_{Str}^j \cdot R_{Str} + L_{Str} \cdot \frac{di_{Str}^j}{dt} \quad (7.6).$$

Zur Bestimmung der jeweiligen Grundschnwingungen ist eine Fourieranalyse der Zeitverläufe durchzuführen.

Mit diesem Formelapparat ist nach Vorgabe des Strangstroms oder der Strangspannung der Zusammenhang zum Arbeitspunkt, der durch inneres Drehmoment und Winkelgeschwindigkeit charakterisiert wird, hergestellt.

Um bei der Gegenüberstellung der Schaltung des Motors in Stern- und in Dreiecksschaltung die Vergleichbarkeit zu gewährleisten, sind Randbedingungen einzuhalten. Dazu wird in beiden Fällen der gleiche Arbeitspunkt betrachtet:

$$\Omega_{mech,\Delta,AP} = \Omega_{mech,Y,AP} = \Omega_{mech,AP} \quad \text{und} \quad M_{\Delta,AP} = M_{Y,AP} = M_{AP}.$$

Bleibt der Motor bis auf die Schaltung unverändert, so sind auch die Strangwindungszahlen gleich:

$$w_{Str,\Delta} = w_{Str,Y} \quad (7.7).$$

Unter diesen Bedingungen gilt:

$$K_{n,\Delta} = K_{n,Y} \text{ und } K_{Str,\Delta} = K_{Str,Y}, \text{ sowie } R_{Str,\Delta} = R_{Str,Y} \text{ und } L_{Str,\Delta} = L_{Str,Y}.$$

Damit identische Drehzahlen erreicht werden, sind dann dieselben Effektivwerte der Strangspannungen erforderlich:

$$U_{Str,\Delta,AP}^j = U_{Str,Y,AP}^j \quad (7.8),$$

die durch unterschiedliche Leiter-Leiter-Spannungen erreicht werden:

$$U_{LL,\Delta,AP} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{LL,Y,AP} \quad (7.9).$$

Für ein gleiches Drehmoment ist bei unverändertem Faktor $K_{Str,\Delta} = K_{Str,Y}$ derselbe Strangstrom notwendig:

$$I_{Str,\Delta,AP}^j = I_{Str,Y,AP}^j \quad (7.10),$$

der wiederum zu unterschiedlichen Leiterströmen führt:

$$I_{L,\Delta,AP} = \sqrt{3} \cdot I_{L,Y,AP} \quad (7.11).$$

Sind die Leiter-Leiter-Spannung und der Leiterstrom nicht frei wählbar, ist zum Erreichen des gleichen Arbeitspunktes eine Anpassung der Strangwindungszahl und der Leiterquerschnitte notwendig. Es gilt dann:

$$U_{LL,\Delta,AP} = U_{LL,Y,AP} \quad (7.12)$$

und damit

$$U_{Str,\Delta,AP}^j = \sqrt{3} \cdot U_{Str,Y,AP}^j \quad (7.13),$$

woraus für die Strangwindungszahlen folgt:

$$w_{Str,\Delta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot w_{Str,Y} \quad (7.14).$$

Das beeinflusst weitere Parameter:

$$K_{Str,\Delta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot K_{Str,Y} \text{ und } K_{n,\Delta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot K_{n,Y},$$

$$\text{sowie } R_{Str,\Delta} = \frac{R_{Str,Y}}{3} \text{ und } L_{Str,\Delta} = \frac{L_{Str,Y}}{3}.$$

Aufgrund der unterschiedlichen Strom-Drehmoment-Konstanten K_{Str} stellen sich unterschiedliche Strangströme ein:

$$I_{Str,\Delta,AP}^j = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_{Str,Y,AP}^j \quad (7.15).$$

Die Leiterströme sind gleich:

$$I_{L,\Delta,AP} = I_{L,Y,AP} \quad (7.16).$$

Die Zusammenhänge zwischen Stranggrößen und Leitergrößen sind für sinusförmige Größen im Bild 7-4 zusammengestellt.

| | Sternschaltung Y | Dreiecksschaltung Δ |
|--|---|--|
| Zusammenhang zwischen Strang-spannung und Leiter-Leiter-Spannung | $U_{Str,Y} = \frac{U_{LL,Y}}{\sqrt{3}}$ | $U_{Str,\Delta} = U_{LL,\Delta}$ |
| Zusammenhang zwischen Strang-strom und Leiterstrom | $I_{Str,Y} = I_{L,Y}$ | $I_{Str,\Delta} = \frac{I_{L,\Delta}}{\sqrt{3}}$ |

Bild 7-4: Zusammenhang zwischen Strang- und Leitergrößen

Die ohmschen Verluste in beiden Anordnungen unterscheiden sich beim Betrieb im identischen Arbeitspunkt nicht. Bei Dreiecksschaltung ist aufgrund der höheren Spannungen ein größerer Isolieraufwand zu betreiben. Gleichzeitig sind bei gleichen Stromdichten geringere Leiterquerschnitte ausreichend, so dass trotz der höheren Windungszahl die gleiche Kupfermenge zu verwenden ist.

Bei nichtsinusförmigem Luftspaltfeld kann es durch Oberwellenanteile durch drei teilbarer Ordnung in der induzierten Spannung bei Dreiecksschaltung zur Ausbildung von Ausgleichsströmen kommen,

wenn die Symmetriebedingung $\underline{U}_{i,v}^{(1)} + \underline{U}_{i,v}^{(2)} + \underline{U}_{i,v}^{(3)} = 0$ für eine Harmonische der Ordnungszahl ν verletzt wird. Die entstehenden Kreisströme sind die Ursache zusätzlicher ohmscher Verluste und rufen Oberwellen im Ständerfeld hervor, das dann seinerseits Hysterese- und Wirbelstromverluste sowohl im Ständer als auch im Läufer verursacht.

Eine weitere mögliche Ursache für die Ausbildung von Kreisströmen ist ein unsymmetrischer Wicklungsaufbau. Dieser liegt zum Beispiel vor, wenn die Verbindungen der Einzelspulen der verschiedenen Stränge stark unterschiedliche Drahtlängen aufweisen.

Auch bei der Sternschaltung können zusätzliche ohmsche Verluste durch Ausgleichsströme auftreten, da die Summe der Ströme im Sternpunkt stets null sein muss: $\underline{I}_{i,v}^{(1)} + \underline{I}_{i,v}^{(2)} + \underline{I}_{i,v}^{(3)} = 0$. Das Herausführen der Stränge aus dem Wickelkörper und die Kontaktierung im Sternpunkt stellt besonders bei Luftspaltwicklungen ein wickeltechnisches Problem dar. In jedem Fall ist ein gewisser Bauraum zu reservieren.

7.1.3 Berechnung des Drehmoments bei sinuskommutierten Strömen

7.1.3.1 Pulsweitenmodulation

Das übliche Verfahren zur Generierung verschiedenster Signalformen ist die Pulsweitenmodulation (kurz: PWM). Hier sind im Gegensatz zur Blocksteuerung die jeweiligen Schalterpaare nicht über den gesamten Einschaltwinkel $\alpha_s = 360^\circ / m$ konstant leitend, sondern werden während dieser Zeit mehrmals ein- und

ausgeschaltet. Namensgebend für das Verfahren ist die Anpassung der Einschaltdauer und damit der Pulsweite, während die Einschaltzeitpunkte äquidistant gesetzt werden.

Über das Tastverhältnis $T_v = \frac{t_{\text{ein}}}{T}$ zwischen Einschalt- und Periodendauer wird die Amplitude des Ausgangsströms variiert. Um eine Sinushalbwellenform als gleitenden Mittelwert zu erreichen, ist das Tastverhältnis anfangs klein zu wählen und zum Zeitpunkt $\omega t = 90^\circ$ hin zu erhöhen. Ab $\omega t \geq 90^\circ$ bis $\omega t = 180^\circ$ ist das Tastverhältnis dann wieder zu verringern (vgl. Bild 7-5).

Bei Vollaussteuerung des Treibers ist die Amplitude der Stromgrundschwingung in der Elektronik gleich dem Betrag des Gleichstroms:

$$\hat{i}_{v=1} = I_{DC}.$$

Durch das Pulsen des Ausgangsstromes tritt ein Oberschwingungsanteil auf, der durch entsprechende Gestaltung des Tastverhältnisses beeinflusst wird. Ziel ist ein möglichst großer Grundschwingungsanteil und die Verdrängung der verbleibenden Oberschwingungen in den Bereich hoher Ordnungszahlen und damit hoher Frequenzen. Da die hochfrequenten Stromoberschwingungen durch die vorhandenen Induktivitäten limitiert werden, sind die durch sie hervorgerufenen Ummagnetisierungsverluste im Motor gering. Die Schaltverluste in der Elektronik steigen mit zunehmender Frequenz, so dass der Stromverlauf nicht beliebig fein aufgelöst werden kann.

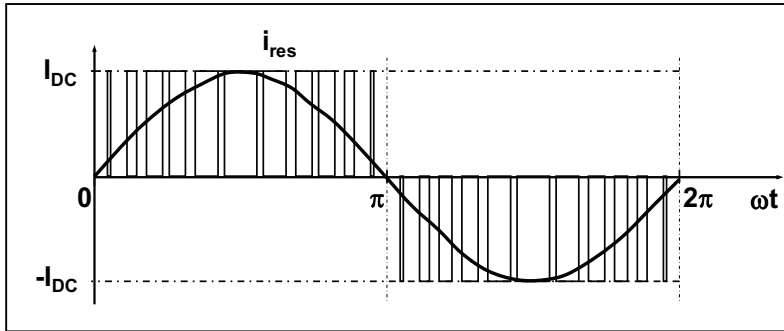


Bild 7-5: Idealisierte Darstellung zur Erläuterung des PWM-Verfahrens: Durch Variation des Tastverhältnisses der Ausgangsspannung wird ein sinusförmiger Strom hervorgerufen.

Für die nachfolgenden Betrachtungen wird von einem ideal sinusförmigen Stromverlauf ausgegangen. Eine Erhöhung der Stromüberschwingungen führt bei sinusförmigem Luftspaltfeld zu einer Zunahme des Drehmomentenüberschwingungsanteils. Blockförmige Stromverläufe können dabei als Extremfall angesehen werden. Real ausgeführte Ansteuerungen sind immer mit einer gewissen Stromoberwelligkeit behaftet, da ideale Sinusverläufe mit der verwendeten Umrichtertopologie nicht realisiert werden.

7.1.3.2 Sinusförmige Flussdichteverteilung im Luftspalt

Der Ausgangspunkt der Herleitung ist die Berechnung des Drehmoments, das von einer einzelnen konzentrierten Ankerspule hervorgerufen wird. Es kann mit Hilfe des Maxwell'schen Spannungstensors für Anordnungen wie im Bild 7-6 ermittelt werden (vgl. Gl.(5.17)):

$$m_{Sp}^{ji} = \frac{D^2 \cdot l_l}{4} \cdot \int_0^{2\pi} A_{Sp}^{ji}(\Gamma) \cdot B_n(\Gamma) d\Gamma \quad (7.17).$$

Zur Beschreibung des Ankerstrombelags wird davon ausgegangen, dass er über den Nutschlitz konzentriert auftritt und in den restlichen Bereichen Null ist.

Der Betrag des Ankerstrombelags über dem Nutschlitz ist dann für $b_{NS} > 0$:

$$A_{\max} = \frac{w_{Sp} \cdot i_{Str}^j}{b_{NS}} \quad (7.18).$$

Liegt als Sonderfall eine Anordnung mit geschlossenen Nuten vor ($b_{NS} = 0$), ist der gewählte Lösungsansatz nicht geeignet, da dann von einer unendlichen Stromdichte ausgegangen werden muss. Bei Sättigung des Ständerblechs über der Nut kann ersatzweise eine Nutschlitzbreite angenommen werden, die den gesättigten Bereich überstreicht. Besteht auch diese Möglichkeit aufgrund der Flussdichteverteilung im magnetischen Kreis nicht, ist die Wahrscheinlichkeit eines magnetischen Kurzschlusses des Ständerfeldes sehr hoch. Die Nutschlitzbreite ist mit dem vom Nutschlitz überstrichenen Winkel über den Radius verknüpft:

$$b_{NS} \approx \alpha_{NS} \cdot \frac{D}{2}.$$

Die Verteilung der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte herrührend vom permanenterregten Feld wird durch eine Kosinusfunktion beschrieben:

$$B_n(\Gamma) = \hat{B}_n \cdot \cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma)] \quad (7.19).$$

Das Maximum der Funktion $B_n(\Gamma)$ und der Läuferlagewinkel Γ_L fallen dabei zusammen (vgl. Bild 7-6).

Zu einer Drehmomentbildung kommt es aufgrund des gewählten Ansatzes für den Ankerstrombelag nur über den Nutschlitzen, so dass Gl.(2.16) für eine konzentrierte Spule i im Strang j zu konkretisieren ist:

$$m_{Sp}^{ji} = \frac{D^2 \cdot I_i}{4} \cdot \left[\int_{\Gamma_{Sp}^{ji} - \frac{\alpha_N \cdot y}{2} - \frac{\alpha_{NS}}{2}}^{\Gamma_{Sp}^{ji} - \frac{\alpha_N \cdot y}{2} + \frac{\alpha_{NS}}{2}} \frac{w_{Sp} \cdot i_{Str}}{b_{NS}} \cdot \hat{B}_n \cdot \cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma)] d\Gamma \right. \\ \left. + \int_{\Gamma_{Sp}^{ji} + \frac{\alpha_N \cdot y}{2} - \frac{\alpha_{NS}}{2}}^{\Gamma_{Sp}^{ji} + \frac{\alpha_N \cdot y}{2} + \frac{\alpha_{NS}}{2}} \frac{w_{Sp} \cdot (-i_{Str})}{b_{NS}} \cdot \hat{B}_n \cdot \cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma)] d\Gamma \right] \quad (7.20).$$

Die Spulenweite wird durch den Wickelschritt y wiedergegeben.

Durch Lösen der Integrale erhält man:

$$m_{Sp}^{ji} = \frac{D^2 \cdot I_i}{p} \cdot \frac{w_{Sp}}{b_{NS}} \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_{NS}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_N \cdot y}{2}\right) \cdot i_{Str}^j \cdot \hat{B}_n \cdot \sin[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma_{Sp}^{ji})] \quad (7.21).$$

Der Verlauf des Stroms ist ebenfalls sinusförmig und die Amplituden sind in allen Strängen gleich:

$$m_{Sp}^{ji} = \frac{D^2 \cdot I_i}{p} \cdot \frac{w_{Sp}}{b_{NS}} \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_{NS}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_N \cdot y}{2}\right) \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^j) \cdot \hat{B}_n \cdot \sin[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma_{Sp}^{ji})] \quad (7.22).$$

Analog zu den Betrachtungen zur induzierten Spannung (siehe Abschnitt 5.1) wird das vom Strang hervorgerufene Drehmoment aus den Einzeldrehmomenten berechnet:

$$m_{Str}^j = \frac{D^2 \cdot l_i}{p} \cdot \frac{w_{Sp}}{b_{NS}} \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_{NS}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_N \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \xi_{gr,1} \cdot Q \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i) \cdot \hat{B}_n \cdot \sin[\omega t + p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j)] \quad (7.23).$$

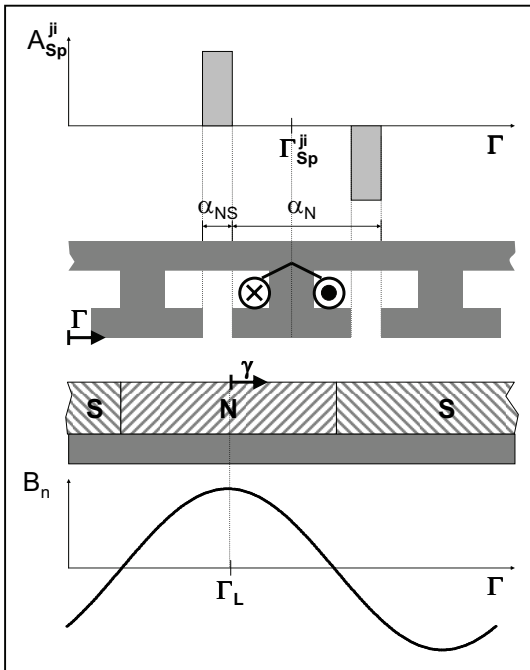


Bild 7-6: Prinzipielle Anordnung zur Berechnung des Drehmoments

Die Einführung des Wicklungsfaktors für die Grundwelle der Anordnung mit Sinuskommutierung und sinusförmigem Luftspaltfeld

$$\xi_{\sim,1} = \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_{NS}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_N \cdot \gamma}{2}\right) \cdot \xi_{gr,1} \quad (7.24)$$

und der Strangwindungszahl

$$w_{Str} = Q \cdot w_{Sp} \quad (7.25)$$

ermöglicht eine verkürzte Schreibweise:

$$m_{Str}^j = \frac{D^2 \cdot l_i}{p \cdot b_{NS}} \cdot \xi_{\sim,1} \cdot w_{Str} \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^j) \cdot \hat{B}_n \cdot \sin[\omega t + p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j)] \quad (7.26).$$

Die Umformung

$$m_{Str}^j = \frac{D^2 \cdot l_i}{p \cdot b_{NS}} \cdot \xi_{\sim,1} \cdot w_{Str} \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \hat{B}_n \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[\cos(\varphi_i^j - \Gamma_{L0} - \frac{\pi}{2}) + \cos[2\omega t + \varphi_i^j + p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j) + \frac{\pi}{2}] \right] \quad (7.27)$$

zeigt, dass das Drehmoment m_{Str}^j aus einem Gleichanteil

$$\overset{-j}{m}_{Str} = \frac{D^2 \cdot l_i}{p \cdot b_{NS}} \cdot \xi_{\sim,1} \cdot w_{Str} \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \hat{B}_n \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos[\varphi_i^j - p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j) - \frac{\pi}{2}] \quad (7.28)$$

und einem zeitabhängigen Wechselanteil besteht

$$\widetilde{m}_{Str}^j = \frac{D^2 \cdot l_i}{p \cdot b_{NS}} \cdot \xi_{\sim,1} \cdot w_{Str} \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \hat{B}_n \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos[2\omega t + \varphi_i^j + p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j) + \frac{\pi}{2}] \quad (7.29),$$

der in symmetrischen Systemen mit m Strängen zu Null wird:

$$\sum_{i=1}^m \widetilde{m}_{Str}^j = 0.$$

Für den Sonderfall, dass Ständerfeld und Läuferfeld senkrecht aufeinander stehen, gilt: $\varphi_i^j - p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j) - \frac{\pi}{2} = 0$ und Gl. (7.28) kann vereinfacht werden:

$$m_{Str}^{-j} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{p \cdot b_{NS}} \cdot \xi_{\sim,1} \cdot w_{Str} \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \hat{B}_n.$$

Das innere Drehmoment des Motors ist die Summe der Einzeldrehmomente (vgl. Bild 7-7) und ergibt sich für $m=3$ zu:

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{p \cdot b_{NS}} \cdot \xi_{\sim,1} \cdot w_{Str} \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \hat{B}_n \quad (7.30).$$

Das innere Drehmoment bei Sinuskommutierung und sinusförmiger Flussdichteverteilung im Luftspalt ist im Fall einer symmetrischen Anordnung eine reine Gleichgröße.

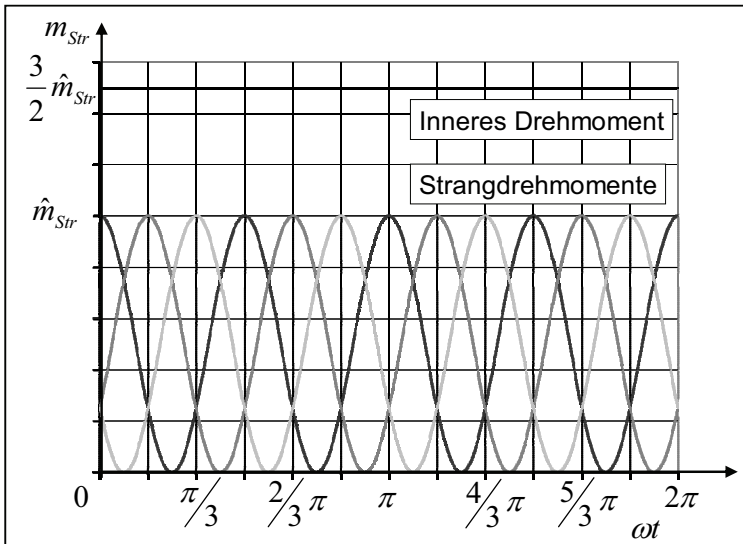


Bild 7-7: Verläufe der Drehmomente der einzelnen Stränge und des inneren Drehmoments für den Fall $\varphi_i^j - p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j) - \frac{\pi}{2} = 0$

7.1.3.3 Blockförmige Flussdichteverteilung im Luftspalt

Der Verlauf der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte $B_n(\Gamma)$ wird für eine Anordnung der Polpaarzahl p als rein blockförmig angenommen (vgl. Bild 7-8):

$$B_n(\Gamma) = B_{n,\max} \cdot \operatorname{sgn}\{\cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma)]\} \quad (7.31).$$

Möglicherweise auftretende Pollücken werden zunächst vernachlässigt.

Wie im vorigen Abschnitt wird davon ausgegangen, dass der Strombelag über den Nutschlitz konzentriert auftritt und in den restlichen Bereichen Null ist:

$$A = \frac{w_{Sp} \cdot i_{Str}}{b_{NS}}.$$

Die Auflösung des Integrals aus Gl.(7.17) führt zum Drehmoment pro Ankerspule

$$m_{Sp}^{ji} = \frac{D^2 \cdot l_i}{4 \cdot p} \cdot \frac{w_{Sp}}{b_{NS}} \cdot i_{Str}^j \cdot B_{n,\max} \cdot \operatorname{sgn}\{\sin[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma_{Sp}^{ji})]\} \quad (7.32).$$

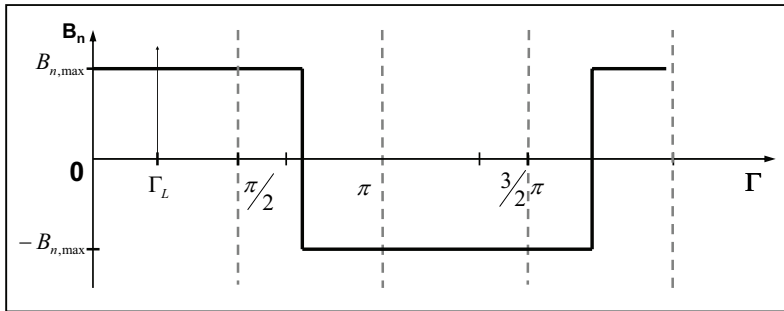


Bild 7-8: Verlauf der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte einer zweipoligen Anordnung

Der Wicklungsfaktor $\xi_{-\Pi,1}$ der Grundwelle ($\nu = 1$) wird für diese Betrachtung in erster Näherung aufgrund des sinusförmigen Stroms als auch für das Gesamtdrehmoment gültig angenommen. Damit ergibt sich das pro Strang hervorgerufene Drehmoment:

$$m_{Str}^j = \frac{D^2 \cdot l_i}{4 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{-\Pi,1} \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^j) \cdot B_{n,max} \cdot \operatorname{sgn}\{\sin[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma_{Str}^j)]\} \quad (7.33).$$

Das Drehmoment weist einen Verlauf auf, wie er im Bild 7-9 dargestellt ist, und das innere Drehmoment wird durch Summieren der Einzeldrehmomente berechnet:

$$M_i = \frac{3}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{p \cdot b_{NS}} \cdot w_{Str} \cdot \xi_{-\Pi,1} \cdot \alpha_p \cdot \hat{i}_{Str} \cdot B_{n,max} \quad (7.34).$$

Der Polüberdeckungsfaktor $\alpha_p \leq 1$ berücksichtigt die Pollücke.

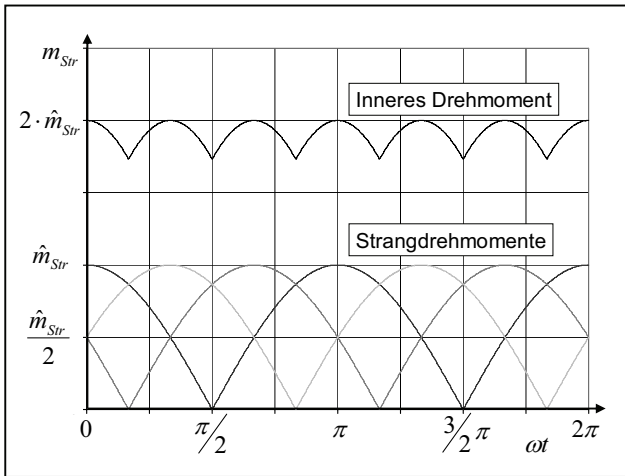


Bild 7-9: Verläufe der pro Strang hervorgerufenen Drehmomente und des inneren Drehmoments für

$$\text{den Fall } \varphi_i^j - p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j) - \frac{\pi}{2} = 0$$

Bei Sinuskommutierung und blockförmiger Flussdichteverteilung im Luftspalt ist das innere Drehmoment eine pulsierende, überschwingungsbehaftete Größe mit einem Gleichanteil. Für den Fall, dass ein konstantes Lastmoment gefordert ist, muss der Verlauf des Strangstroms angepasst werden, um ein überschwingungsfreies inneres Drehmoment hervorzurufen. Das führt bei blockförmigen Luftspaltfeldern konsequenterweise zur Blockkommutierung.

7.1.4 Berechnung des Drehmoments bei Blockkommutierung

7.1.4.1 Sinusförmige Flussdichteverteilung im Luftspalt

Die Blockkommutierung kann mit dem im Vergleich zu anderen Kommutierungsarten geringsten Schaltaufwand realisiert werden. Bei Vollaussteuerung (vgl. Abschnitt 7.1.3.1) muss bei einer Drehung des Ständerfeldes um eine Polteilung jede Phase lediglich einmal ein- und ausgeschaltet werden. Im Gegensatz zur Betrachtung sinusförmiger Ströme müssen hier die Sternschaltung und die Dreieckschaltung getrennt betrachtet werden, da sich nicht nur die Amplituden, sondern auch die Formen der Strangströme unterscheiden.

Ausgangspunkt ist auch hier der Maxwell'sche Spannungstensor, mit dem das von jeder Einzelspule hervorgerufene Drehmoment berechnet wird (Gl.(5.17)):

$$m_{Sp}^{ji} = \frac{D^2 \cdot I_i}{4} \cdot \int_0^{2\pi} A_{Sp}^{ij}(\Gamma) \cdot B_n(\Gamma) d\Gamma.$$

Wie schon im Abschnitt 7.1.3.2 hergeleitet, werden der Ankerstrombelag und der Verlauf der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte eingesetzt

$$m_{Sp}^{ji} = \frac{D^2 \cdot l_i}{4} \cdot \left[\int_{\Gamma_{Sp}^{ji} - \frac{\alpha_N \cdot y}{2} - \frac{\alpha_{NS}}{2}}^{\Gamma_{Sp}^{ji} - \frac{\alpha_N \cdot y}{2} + \frac{\alpha_{NS}}{2}} \frac{w_{Sp} \cdot i_{Str}^j}{b_{NS}} \cdot \hat{B}_n \cdot \cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma)] d\Gamma \right. \\ \left. + \int_{\Gamma_{Sp}^{ji} + \frac{\alpha_N \cdot y}{2} - \frac{\alpha_{NS}}{2}}^{\Gamma_{Sp}^{ji} + \frac{\alpha_N \cdot y}{2} + \frac{\alpha_{NS}}{2}} \frac{w_{Sp} \cdot (-i_{Str}^j)}{b_{NS}} \cdot \hat{B}_n \cdot \cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma)] d\Gamma \right]$$

und die Integrale gelöst

$$m_{Sp}^{ji} = \frac{D^2 \cdot l_i}{p} \cdot \frac{w_{Sp}}{b_{NS}} \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_{NS}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_N \cdot y}{2}\right) \cdot i_{Str}^j \cdot \hat{B}_n \cdot \sin[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma_{Sp}^{ji})] \quad (7.35).$$

Sind die Stränge im Stern verschaltet, verlaufen die eingepprägten Strangströme wie im Bild 7-10 gezeigt (/15/).

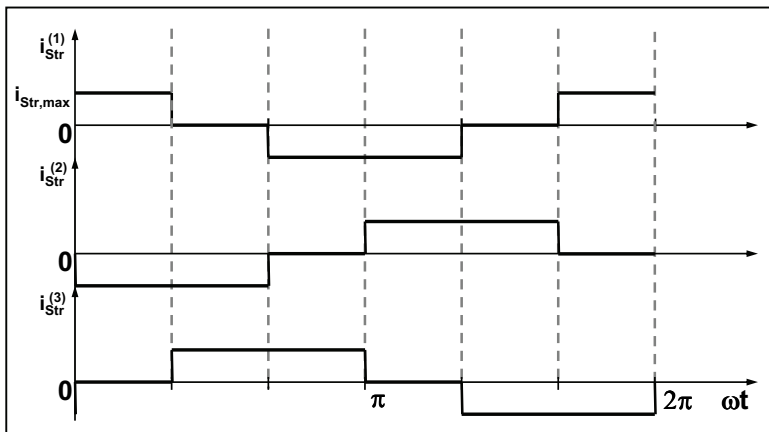


Bild 7-10: Verlauf der Strangströme bei Sternschaltung

Der Wicklungsfaktor $\xi_{\Pi \sim, 1} = \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_{NS}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_N \cdot y}{2}\right) \cdot \xi_{gr, 1}$ der Grundwelle (vgl. u.a. /3/) gilt in erster Näherung auch für das Gesamtdrehmoment und das vom Strang hervorgerufene Drehmoment ist:

$$m_{Str}^j = \frac{D^2 \cdot l_i}{p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{\Pi \sim, 1} \cdot i_{Str}^j \cdot \hat{B}_n \cdot \sin[\omega t + p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j)] \quad (7.36).$$

Der Verlauf der Drehmomente pro Strang kann dann abschnittsweise angegeben werden, wie hier am Beispiel eines Strangs und unter der Bedingung senkrecht aufeinander stehender Felder

$$\left(\varphi_i^j - p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j) - \frac{\pi}{2} = 0 \right):$$

$$m_{Str}^j = \left| \frac{D^2 \cdot l_i}{p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{\Pi \sim, 1} \cdot i_{Str, \max} \cdot \hat{B}_n \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^j) \right|$$

$$\text{für } \omega t + \varphi_i^j = -\frac{\pi}{3} \dots \frac{\pi}{3}$$

$$\text{und } \omega t + \varphi_i^j = \frac{2}{3}\pi \dots \frac{4}{3}\pi$$

sowie $m_{Str}^j = 0$ für die restlichen Bereiche.

$$\text{Betrachtet man einen Abschnitt } \omega t + \varphi_i^{(1)} = k \cdot \frac{\pi}{3} \dots (k+1) \cdot \frac{\pi}{3}$$

($k=0,1,2,\dots$), setzt sich das innere Drehmoment jeweils aus zwei Strangdrehmomenten zusammen (vgl. Bild 7-11):

$$m_i = \hat{m}_{Str}^{(1)} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^{(1)}) + \hat{m}_{Str}^{(2)} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^{(2)}),$$

bzw. mit $\varphi_i^{(2)} = \varphi_i^{(1)} - \frac{2}{3}\pi$ und $\hat{m}_{Str}^{(1)} = \hat{m}_{Str}^{(2)}$:

$$m_i = \hat{m}_{Str} \cdot \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) \quad (7.37).$$

Daraus wird der Betrag des Drehmomentmittelwerts ermittelt:

$$M_i = \left| \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} m_i d(\omega t) \right|$$

$$M_i = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{b_{NS}} \cdot \frac{w_{Str}}{p} \cdot \xi_{11-1} \cdot i_{Str,max} \cdot \hat{B}_n \quad (7.38).$$

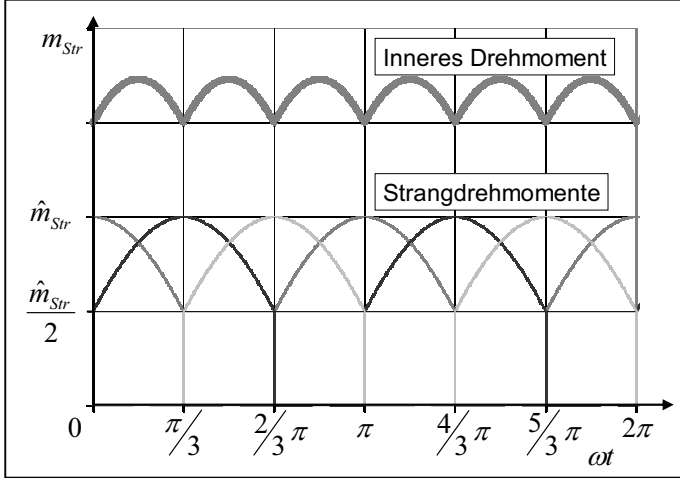


Bild 7-11: Verlauf der Einzeldrehmomente jedes Strangs und des daraus resultierenden inneren Drehmoments bei Sternschaltung für $\varphi_i^j - p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j) - \frac{\pi}{2} = 0$

Das innere Drehmoment verläuft pulsierend. Die Drehmoment-schwankungen sind bei konstanter mechanischer Leistung an der Welle durch synchrone Änderung der Drehzahl zu kompensieren. Die alternative Anpassung der Ströme führt zu sinusförmigen Größen. Sind die Stränge im Dreieck verschaltet, verlaufen die Strangströme wie im Bild 7-12 gezeigt. Im Gegensatz zur Sternschaltung sind die Strangströme zu keinem Zeitpunkt Null, so dass sich das innere

Drehmoment stets aus drei Einzeldrehmomenten zusammensetzt. Die Fourieranalyse zeigt, dass der Grundschwungsanteil der Strangstromverläufe um 15,5% größer ist als der Grundschwungsanteil der Verläufe in der Sternschaltung.

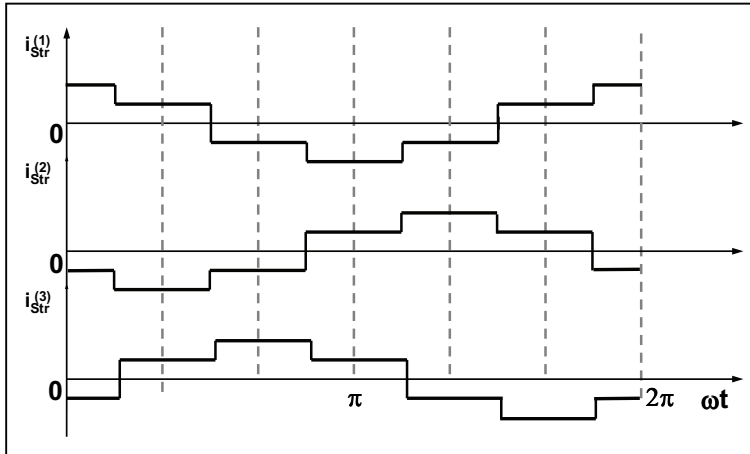


Bild 7-12: Verlauf der Strangströme bei Dreiecksschaltung der Stränge

In Anlehnung der Herleitung bei Sternschaltung wird über einen Abschnitt $\omega t + \varphi_i^{(1)} = -\frac{\pi}{6} \dots \frac{\pi}{6}$ das innere Drehmoment durch folgenden Term beschrieben:

$$m_i = \hat{m}_{Str} \cdot \left[\cos(\omega t + \varphi_i^{(1)}) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^{(2)}) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^{(3)}) \right] \text{ bzw.}$$

$$m_i = \hat{m}_{Str} \cdot \left[\cos(\omega t + \varphi_i^{(1)}) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^{(1)} - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i^{(1)} + \frac{2}{3}\pi) \right] \quad (7.39).$$

Es wird der Betrag des Mittelwerts ermittelt:

$$M_i = \left| \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} m_i d(\omega t) \right|$$

$$M_i = \frac{9}{2\pi} \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{b_{NS}} \cdot \frac{w_{Str}}{p} \cdot \xi_{\Pi \sim 1} \cdot i_{Str, \max} \cdot \hat{B}_n \quad (7.40).$$

Auch in der Dreiecksschaltung ist das innere Drehmoment oberwellenbehaftet.

7.1.4.2 Blockförmige Flussdichteverteilung im Luftspalt

Der Verlauf der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte $B_n(\Gamma)$ wird für eine Anordnung der Polpaarzahl p zunächst unter Vernachlässigung der Pollücke als rein blockförmig angenommen:

$$B_n(\Gamma) = B_{n, \max} \cdot \operatorname{sgn}\{\cos[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma)]\} \quad (\text{vgl. Abschnitt 7.1.3.3}).$$

Wie in den vorigen Abschnitten wird davon ausgegangen, dass der Strombelag über den Nutschlitz konzentriert auftritt und in den restlichen Bereichen Null ist:

$$\hat{A} = \frac{w_{Sp} \cdot i_{Str}}{b_{NS}}.$$

Die Auflösung des Integrals aus Gl.(7.17) führt zum Drehmoment pro Ankerspule

$$m_{Sp}^{ji} = \frac{D^2 \cdot l_i}{4 \cdot p} \cdot \frac{w_{Sp}}{b_{NS}} \cdot i_{Str}^j \cdot B_{n, \max} \cdot \operatorname{sgn}\{\sin[p \cdot (\Gamma_L - \Gamma_{Sp}^{ji})]\} \quad (7.41).$$

Damit ergibt sich das pro Strang hervorgerufene Grundwellendrehmoment:

$$m_{Str, v=1}^j = \frac{D^2 \cdot l_i}{4 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{\Pi \Pi 1, 1} \cdot \hat{i}_{Str, v=1} \cdot \cos(\omega t + \varphi_{i, v=1}^j) \cdot \hat{B}_{n, v=1} \cdot \sin[\omega t + p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j)] \quad (7.42),$$

sowie allgemein:

$$m_{Str,v}^j = \frac{D^2 \cdot l_i}{4 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{III,v} \cdot \hat{i}_{Str,v} \cos(v\omega t + \varphi_{i,v}^j) \cdot \hat{B}_{n,v} \cdot \sin[v\omega t + p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^j)].$$

Ist die effektive Spulenweite deutlich geringer als die Polbreite, nämlich:

$$y \cdot \alpha_N - \alpha_{NS} < \frac{2}{3} \cdot \alpha_p \cdot \tau_p,$$

tritt ein Effekt in Erscheinung, der die Gleichförmigkeit des Drehmoments bei Sternschaltung der Stränge stört. Zur Erläuterung wird zunächst ein Motor betrachtet, bei dem sich unter einem Polpaar genau drei Nutteilungen befinden (Bild 7-13 bis Bild 7-16), in denen die Spulenseiten einer dreisträngigen Wicklung liegen (z.B. Anordnungen mit drei Nuten und zwei Polen oder sechs Nuten und vier Polen). Von Interesse ist zunächst das von einer Spule hervorgerufene Drehmoment. Zum Zeitpunkt t_{s1} befindet sich die Flanke der Normalkomponente der Luftspaltflussdichte B_n über einem Nutschlitz. In diesem liegt eine Spulenseite, die von einem Strom durchflossen wird, der aus der Ebene heraus gerichtet ist (vgl. Bild 7-13).

Der Strang wurde soeben eingeschaltet, so dass über der Nut ein Ankerstrombelag A_{Sp}^j zu berücksichtigen ist. Es entstehen Drehmomentanteile, die in entgegengesetzte Richtungen orientiert sind und zu keinem resultierenden Drehmoment über der Nut führen. Über der benachbarten Nut, in der sich die Spulenseite mit dem Strom befindet, der in die Ebene hineinfließt, ist die Polarität des permanenterregten Flusses konstant. Dort wird ein resultierendes Drehmoment ausgebildet.

Das von der Spule hervorgerufene Drehmoment erreicht erneut ein Minimum im Zeitpunkt t_{S4} (Bild 7-16), auf den dann bei einer Bestromung der Stränge über einen Drehwinkel $\Delta\gamma = 120^\circ$ direkt das Ausschalten des Stranges erfolgt. Der Verlauf des von der Spule hervorgerufenen Drehmoments im betrachteten Zeitraum ist im Bild 7-17 dargestellt.

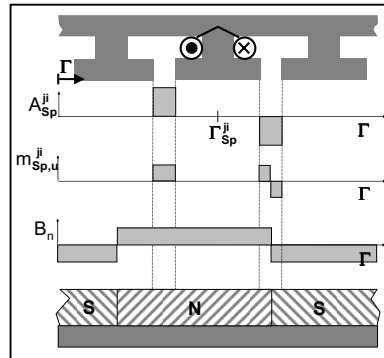
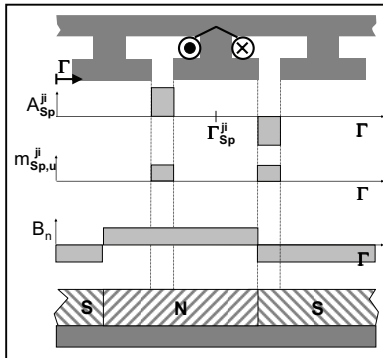


Bild 7-15: Sternschaltung, Zeitpunkt t_{S3}

Bild 7-16: Sternschaltung, Zeitpunkt t_{S4}

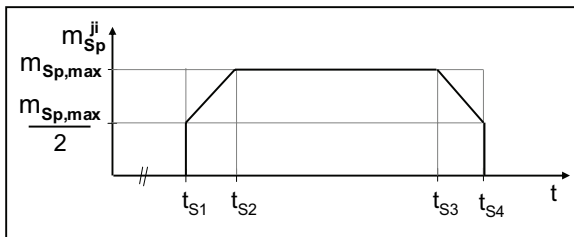


Bild 7-17: Verlauf des von einer Spule hervorgerufenen Drehmoments

Bei einem Motor mit Q Spulen pro Strang tritt dieser Effekt bei jeder Spulenseite in Erscheinung, also über eine Drehung um zwei Polteilungen $2 \cdot Q$ -mal. Das Drehmoment pro Strang sinkt dann

jeweils um $\Delta m_{Str}^j = \frac{m_{Sp,max}}{2}$. Ist das Verhältnis zwischen Nutzahl und

Polpaarzahl ein ganzzahliges Vielfaches der Strangzahl ($\frac{N/2p}{m} \in \mathbb{Z}$),

tritt der Effekt über mehreren Nuten gleichzeitig auf und es sind während einer Drehung um zwei Polteilungen Drehmomenteinbrüche

um $\Delta m_{Str}^j = \frac{N}{m} \cdot \frac{m_{Sp,max}}{2}$ zu beobachten. Im Bild 7-18 sind die Verläufe

der Strangdrehmomente m_{Str}^j und des resultierenden inneren Drehmoments m_i zusammengestellt.

Das pro Strang maximal erreichbare Drehmoment beträgt bei vereinfachender Verwendung des Gruppenfaktors für die Grundwelle

$\xi_{gr,1}$:

$$m_{Str,max} = \frac{D^2 \cdot l_i}{4 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{gr,1} \cdot i_{Str,max} \cdot B_{n,max} \quad (7.45).$$

Das resultierende innere Drehmoment ist stets die Summe aus zwei Strangdrehmomenten und beträgt maximal:

$$m_{i,max} = 2 \cdot m_{Str,max}$$

und minimal:

$$m_{i,max} = \frac{3}{2} \cdot m_{Str,max}.$$

Der Mittelwert des inneren Drehmomentes ergibt sich so für den Fall

$$y \cdot \alpha_N - \alpha_{NS} < \frac{2}{3} \cdot \alpha_p \cdot \tau_p \text{ zu:}$$

$$M_i = \left| \frac{6}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} m_i d(\omega t) \right| = \frac{6}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{3} - \frac{p \cdot \alpha_{NS}}{8} \right) \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{4 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{gr,1} \cdot i_{Str,max} \cdot B_{n,max} \quad (7.46).$$

Ist die effektive Spulenweite größer oder gleich $y \cdot \alpha_N - \alpha_{NS} \geq \frac{2}{3} \cdot \alpha_p \cdot \tau_p$

und die Polüberdeckung $\alpha_p > \frac{2}{3}$, erhält man ein gleichförmiges inneres Drehmoment mit dem Mittelwert:

$$M_i = \frac{D^2 \cdot I_i}{2 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{gr,1} \cdot i_{Str,max} \cdot B_{n,max} \quad (7.47).$$

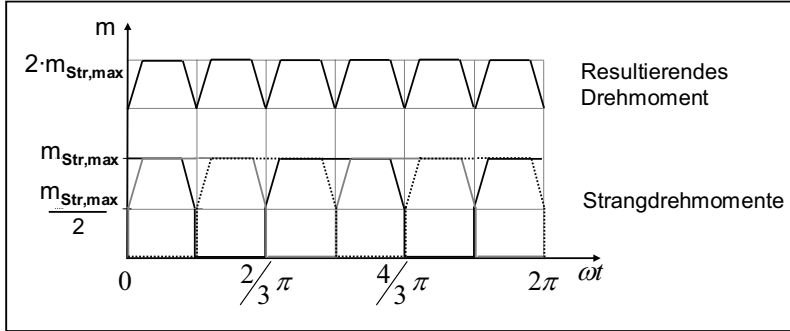


Bild 7-18: Verläufe der Strangdrehmomente und des resultierenden Drehmoments bei Sternschaltung des Strangs und für

$$y \cdot \alpha_N - \alpha_{NS} < \frac{2}{3} \cdot \alpha_p \cdot \tau_p$$

Für den Fall einer Polüberdeckung $\alpha_p \leq \frac{2}{3}$ ist diese in einem Faktor zu berücksichtigen:

$$M_i = \frac{D^2 \cdot I_i}{2 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{gr,1} \cdot \left(\frac{3 \cdot \alpha_p}{2} \right) \cdot i_{Str,max} \cdot B_{n,max} \quad (7.48).$$

Bei Dreieckschaltung der Stränge ergeben sich andere Verhältnisse (Bild 7-19 bis Bild 7-23).

Betrachtet wird zunächst der Zeitpunkt t_{D1} , zu dem der Vorzeichenwechsel des Strangstroms gerade abgeschlossen ist. Der

Strangstrom beträgt $|i_{Str}^j(t_{D1})| = \frac{i_{Str,max}}{2}$. Über beiden betrachteten

Spulenseiten befindet sich ein Feld gleicher Polarität, so dass sich die jeweils entstehenden Drehmomente aufheben und das von der Spule hervorgerufene Drehmoment Null ist: $m_{Sp}^{ij}(t_{D1}) = 0$. Der Läufer bewegt sich weiter und die Flanke des Flussdichteverlaufs erreicht einen der beiden Nutschlitz. Das resultierende Drehmoment steigt mit weiterer Drehung des Läufers linear an. Zum Zeitpunkt t_{D2} steht die Flanke über der Nutschlitzmitte. Die Summe der entstehenden

Drehmomentkomponenten ist $m_{Sp}^{ij}(t_{D2}) = \frac{m_{Sp,max}}{4}$. Zum Zeitpunkt t_{D3}

erreicht das Drehmoment $m_{Sp}^{ij}(t_{D3}) = \frac{m_{Sp,max}}{2}$ und bleibt bei diesem

Betrag zunächst konstant, bis sich der Strangstrom ändert:

$$|i_{Str}^j(t_{D4})| = i_{Str,max}.$$

Das Drehmoment wird dann maximal ($m_{Sp}^{ij}(t_{D4}) = m_{Sp,max}$) bis zum Zeitpunkt t_{D5} erneut ein Schaltvorgang stattfindet und sowohl der

Strangstrom $|i_{Str}^j(t_{D5})| = \frac{i_{Str,max}}{2}$ als auch das Drehmoment

$m_{Sp}^{ij}(t_{D5}) = \frac{m_{Sp,max}}{2}$ halbiert werden.

Die Drehmomente, die von allen drei Strängen hervorgerufen werden und das resultierende Drehmoment sind im Bild 7-24 zusammengestellt. Das innere Drehmoment ist völlig gleichförmig.

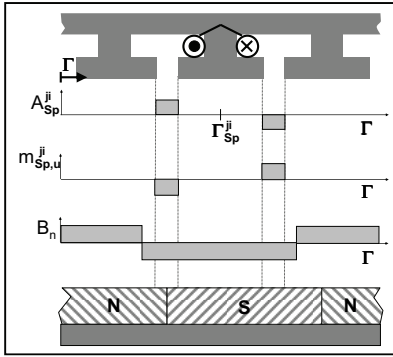


Bild 7-19: Dreiecksschaltung, Zeitpkt.

t_{D1}

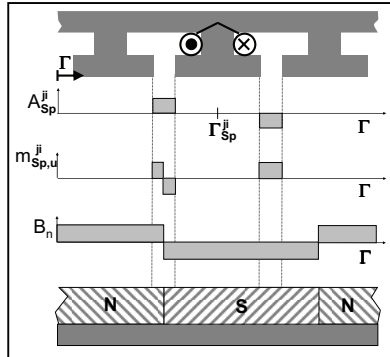


Bild 7-20: Dreiecksschaltung, Zeitpkt.

t_{D2}

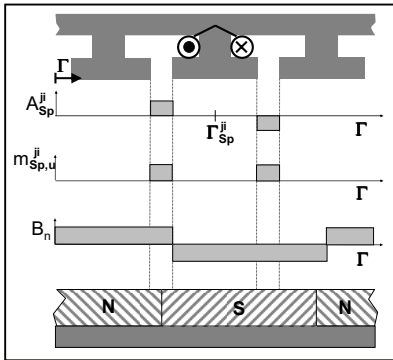


Bild 7-21: Dreiecksschaltung, Zeitpkt.

t_{D3}

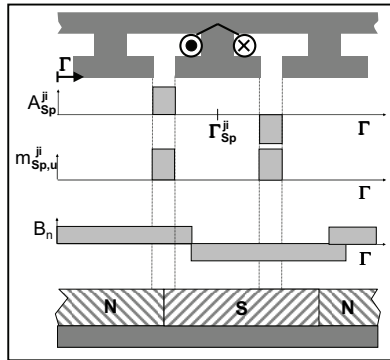


Bild 7-22: Dreiecksschaltung, Zeitpkt.

t_{D4}

Wie auch bei der Sternschaltung gilt:

$$M_i = 2 \cdot m_{Str,max} = \frac{D^2 \cdot l_i}{2 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{gr,l} \cdot i_{Str,max} \cdot B_{n,max} \quad (7.49).$$

Der Fall einer Polüberdeckung $\alpha_p \leq 2/3$ ändert bei der Dreiecksschaltung nicht den Verlauf des inneren Drehmomentes.

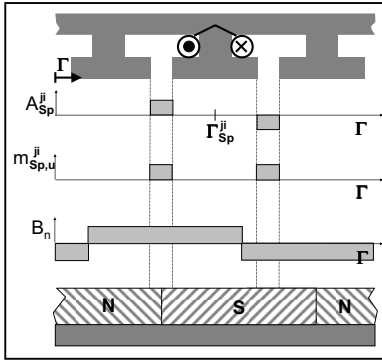


Bild 7-23: Dreieckschaltung, Zeitpkt. t_{D5}

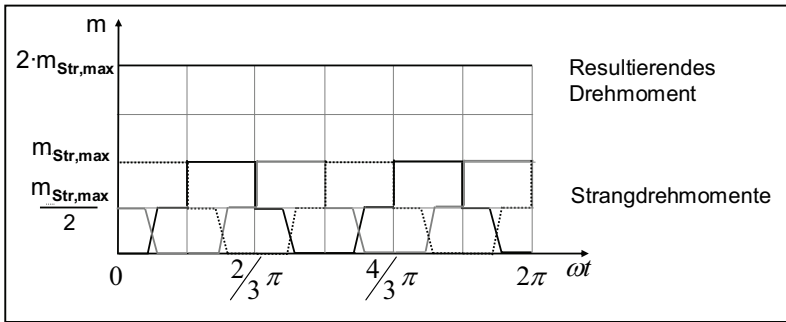


Bild 7-24: Strangdrehmomente und resultierendes Drehmoment bei Dreiecksschaltung

7.1.5 Gegenüberstellung der Anordnungen

Wie im Abschnitt 5.1 hergeleitet wurde, gilt der Zusammenhang zwischen induzierter Spannung im Strang und dem permanent-erregten Fluss in Abhängigkeit der Konstante K_n und der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω für alle Anordnungen und wird mit der Gleichung (5.18) berechnet:

$$U_{i,v=1}^j = K_n \cdot \omega \cdot \Phi_{Pol} \quad (7.49).$$

Aufgrund der unterschiedlichen Strangwindungszahlen in der Stern- und in der Dreiecksschaltung verhalten sich die Konstanten:

$$K_{n,Y} = \sqrt{3} \cdot K_{n,\Delta} \quad (7.50).$$

Je nach Verlauf der Normalkomponente der Flussdichte im Luftspalt ist der permanenterregte Fluss bei gleicher maximaler Flussdichte $\hat{B}_n = B_{n,\max}$ unterschiedlich:

$$\frac{\Phi_{Pol,\Pi}}{\Phi_{Pol,\sim}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \tau_p}{\pi}$$

Die Drehmomente ergeben sich für die verschiedenen Anordnungen nach den hergeleiteten Zusammenhängen für den Fall senkrecht aufeinander stehender Felder ($\varphi_i^j = p \cdot (\Gamma_{L0} - \Gamma_{Str}^i) - \frac{\pi}{2}$):

- Sinuskommutierung und sinusförmige Verteilung der Luftspaltflussdichte

$$M_{i,\sim} = \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{p \cdot b_{NS}} \cdot \xi_{\sim} \cdot w_{Str} \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \hat{B}_n$$

- Sinuskommutierung und blockförmige Verteilung der Luftspaltflussdichte

$$M_{i,\sim\Pi} = \frac{3}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{p \cdot b_{NS}} \cdot w_{Str} \cdot \xi_{\sim\Pi} \cdot \alpha_p \cdot \hat{i}_{Str} \cdot B_{n,\max}$$

- Blockkommutierung und sinusförmige Verteilung der Luftspaltflussdichte

bei Sternschaltung:

$$M_{i,\Pi\sim} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{b_{NS}} \cdot \frac{w_{Str}}{p} \cdot \xi_{\Pi\sim} \cdot i_{Str,\max} \cdot \hat{B}_n$$

bei Dreiecksschaltung:

$$M_{i,\Pi\sim} = \frac{9}{2\pi} \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{b_{NS}} \cdot \frac{w_{Str}}{p} \cdot \xi_{\Pi\sim} \cdot i_{Str,\max} \cdot \hat{B}_n$$

- Blockkommutierung und blockförmige Verteilung der Luftspaltflussdichte

bei Sternschaltung für $y \cdot \alpha_N - \alpha_{NS} < \frac{2}{3} \cdot \alpha_p \cdot \tau_p$:

$$M_{i,\Pi\Pi} = \frac{6}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{3} - \frac{p \cdot \alpha_{NS}}{8} \right) \cdot \frac{D^2 \cdot l_i}{4 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{gr} \cdot i_{Str,\max} \cdot B_{n,\max},$$

für $y \cdot \alpha_N - \alpha_{NS} \geq \frac{2}{3} \cdot \alpha_p \cdot \tau_p$ und $\alpha_p > \frac{2}{3}$

$$M_{i,\Pi\Pi} = \frac{D^2 \cdot l_i}{2 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{gr} \cdot i_{Str,\max} \cdot B_{n,\max}$$

und für $\alpha_p \leq \frac{2}{3}$:

$$M_{i,\Pi\Pi} = \frac{D^2 \cdot l_i}{2 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{gr} \cdot \left(\frac{3 \cdot \alpha_p}{2} \right) \cdot i_{Str,\max} \cdot B_{n,\max}$$

bei Dreiecksschaltung

$$M_{i,\Pi\Pi} = \frac{D^2 \cdot l_i}{2 \cdot p} \cdot \frac{w_{Str}}{b_{NS}} \cdot \xi_{gr} \cdot i_{Str,\max} \cdot B_{n,\max}.$$

Alle Ausdrücke haben die Form:

$$M_i = K \cdot \hat{i}_{Str} \cdot \hat{B}_n \quad \text{bzw.} \quad M_i = K \cdot i_{Str,\max} \cdot B_{n,\max} \quad (7.51),$$

so dass die erreichbaren inneren Drehmomente anhand des Faktors K zu vergleichen sind. Eine Vereinfachung der Gegenüberstellung wird erreicht, wenn gleiche Motorgeometrien mit identischen Anordnungen der Ständerspulen innerhalb der Stränge angenommen werden.

Dann gilt:

$$\frac{D^2 \cdot l_i \cdot w_{Str}}{p \cdot b_{NS}} = \text{const. und der Vergleich wird anhand des Faktors}$$

$$K' = \frac{K}{\frac{D^2 \cdot l_i \cdot w_{Str}}{p \cdot b_{NS}}} \text{ vollzogen.}$$

Da sich die Faktoren unterscheiden, sind sie zur Gegenüberstellung ausführlich aufzuführen:

$$\xi_{\sim} = \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_{NS}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_N \cdot y}{2}\right) \cdot \xi_{gr,1},$$

$$\xi_{\Pi} = \xi_{gr,1},$$

$$\xi_{\Pi\sim} = \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_{NS}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_N \cdot y}{2}\right) \cdot \xi_{gr,1} \text{ und}$$

$$\xi_{\Pi\Pi} = \xi_{gr,1}.$$

Aus den Maximalwerten bzw. Amplituden der Strangströme sind die Effektivwerte der Strangströme zu berechnen:

$$I_{Str,\sim} = \frac{\hat{i}_{Str}}{\sqrt{2}},$$

$$I_{Str,\Pi,Y} = i_{Str,max} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \text{ und}$$

$$I_{Str,\Pi,\Delta} = \frac{i_{Str,max}}{\sqrt{2}}.$$

Bild 7-25 beinhaltet die Gegenüberstellung der Faktoren K zur Beurteilung der möglichen Motoranordnungen, die die Herausarbeitung prinzipieller Unterschiede und Gemeinsamkeiten ermöglicht.

| Verteilung des Luftspalt- feldes | Schaltung | Sinus- kommutierung | Block- kommutierung |
|---|------------------|--|--|
| Sinus- förmig | Stern | $\frac{3}{2} \cdot K \cdot \xi_{gr,1}$ | $\frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot K \cdot \xi_{gr,1}$ |
| | Dreieck | $\frac{3}{2} \cdot K \cdot \xi_{gr,1}$ | $\frac{9}{2\pi} \cdot K \cdot \xi_{gr,1}$ |
| Block- förmig | Stern | $\frac{3}{2\pi} \cdot \xi_{gr,1} \cdot \alpha_p$ | $\frac{3}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{3} - \frac{p \cdot \alpha_{NS}}{8} \right) \cdot \xi_{gr,1}$ |
| | Dreieck | $\frac{3}{2\pi} \cdot \xi_{gr,1} \cdot \alpha_p$ | $\frac{1}{2} \cdot \xi_{gr,1}$ |

Bild 7-25: Gegenüberstellung der Faktoren K der verschiedenen möglichen Motoranordnungen

Bei sinuskommutierten Strömen spielt die Schaltung der Stränge (Stern oder Dreieck) keine Rolle für den Zusammenhang zwischen dem Strangstrom und dem inneren Drehmoment. Zu beachten ist aber, dass sich bei Motoren, die im gleichen Arbeitspunkt betrieben werden, die Strangwindungszahlen und die Strangströme bei Einspeisung der gleichen Leiter-Leiter-Spannungen um den Faktor $\sqrt{3}$ unterscheiden. Die Gegenüberstellung der Stern- und der Dreiecksschaltung bei sinusförmigen Strömen wurde ausführlich im Abschnitt 7.1.2 vorgenommen. Anordnungen mit blockkommutierten Strömen und sinusförmigen Luftspaltfeldern weisen je nach Schaltung deutliche Unterschiede auf. Der Faktor K unterscheidet

sich zwischen Stern- und Dreiecksschaltung um $\frac{K_Y}{K_\Delta} = \frac{2}{\sqrt{3}}$. Daraus

ergibt sich kein Widerspruch, da für die maximalen Strangströme der

Faktor $\frac{i_{\Delta, \max}}{i_{Y, \max}} = \frac{2}{3}$ und für die Windungszahlen der Faktor $\frac{w_\Delta}{w_Y} = \sqrt{3}$ gilt.

Bei blockförmigen Luftspaltfeldern ist die Polbedeckung als Faktor α_p zu berücksichtigen. Gegebenenfalls ist die Sehnung durch den

Faktor $K_{NS} = \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_{NS}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \alpha_N \cdot y}{2}\right)$ einzubeziehen.

Die Kombinationen Sinuskommutierung und blockförmige Flussdichteverteilung sowie Blockkommutierung und sinusförmige Flussdichteverteilung führen bei Motoren mit konzentrierten Spulen zu oberwellenbehafteten inneren Drehmomenten. Ist ein konstantes Drehmoment gefordert, sind die Paarungen Sinuskommutierung und sinusförmige Flussdichteverteilung sowie Blockkommutierung und blockförmige Flussdichteverteilung immer vorzuziehen.

7.2 Magnete

7.2.1 Materialien

Im Bild 7-26 sind die wesentlichen Eigenschaften der am häufigsten verwendeten Magnetmaterialien zusammengestellt. Sie werden im Folgenden kurz beschrieben.

| | AlNiCo | Hartferrite | SmCo | NdFeB |
|--|-----------|---------------------------|----------|-------------------------|
| Remanenzflussdichte B_r in T | 0,8..1,35 | 0,2..0,44 (0,14..0,29) | 0,8..1,2 | 0,6..1,4 (0,47..0,7) |
| Koerzitivfeldstärke B_{HC} in kA/m | 40..150 | 120..260 (90..190) | 400..900 | 700..1000 (330..470) |
| maximales Energieprodukt $(BH)_{max}$ in kJ/m ³ | 10..60 | 6..40 (3,5..17) | 140..320 | 100..400 (37..80) |
| Temperaturkoeffizient Remanenzflussdichte $T_{k,Br}$ in %/K | 0,02 | -0,2 (-0,2) | -0,04 | -0,12 (-0,1) |
| Temperaturkoeffizient Koerzitivfeldstärke $T_{k,BHC}$ in %/K | -0,02 | 0,3..0,4 (0,3..0,4) | -0,2 | -0,6 (-0,4) |
| relative Permeabilität μ_r | 1,9 | 1,1 | 1,03 | 1,1 |
| Dichte in g/cm ³ | 7..7,3 | 4,8..5 (3,3..3,7) | 8,3 | 7,6 (5-6) |

Bild 7-26: Übersicht über die Kenndaten der wichtigsten Magnetmaterialien. Die Kenndaten kunststoffgebundener Magnete sind in Klammern angegeben, wenn sie von den Kenndaten der gesinterten Materialien abweichen.

7.2.1.1 AlNiCo-Magnete

Aluminium-Nickel-Kobalt ist einer der ältesten noch im Bereich der elektrischen Maschinen verwendete Magnetwerkstoffe der Welt. Das Material zeichnet sich durch eine hohe Temperaturbeständigkeit aus, die den Einsatz auch heute noch trotz der hohen Rohstoffkosten rechtfertigt. AlNiCo-Magnete haben eine hohe Remanenzflussdichte, aber eine sehr kleine Koerzitivfeldstärke. Es besteht deshalb erhöhte Entmagnetisierungsgefahr, wenn der Magnet eine Mindestlänge in Magnetisierungsrichtung unterschreitet. Das führt in vielen Fällen zu stabförmigen Magneten. Die schmale Entmagnetisierungskurve führt zu einem vergleichsweise kleinen maximalen Energieprodukt.

7.2.1.2 Ferritmagnete

Ferritmagnete sind wegen ihrer geringen Herstellungskosten die zurzeit am weitesten verbreiteten Magnete. Aufgrund einer relativ kleinen Remanenzflussdichte und einer kleinen Koerzitivfeldstärke ist auch das maximale Energieprodukt vergleichsweise klein.

Gesinterte oder gespritzte Ferritmagnete sind sehr spröde und hart, so dass zu ihrer Bearbeitung Diamantwerkzeuge eingesetzt werden müssen. Bessere Bearbeitungsmöglichkeiten bieten kunststoffgebundene Materialien auf Kosten des maximalen Energieprodukts.

Besonders bei tiefen Temperaturen besteht erhöhte Entmagnetisierungsgefahr, da das Material sehr temperaturempfindlich ist.

7.2.1.3 Seltenerd-Magnete

Seltenerd-magnete zeichnen sich durch eine hohe Remanenzflussdichte, eine große Koerzitivfeldstärke und damit auch eine hohes

maximales Energieprodukt aus. Es besteht bei Raumtemperatur praktisch keine Entmagnetisierungsgefahr.

In allen Anwendungen, in denen eine hohe Energiedichte aufgrund eines beschränkten Bauraums im Vordergrund steht, verdrängen die Seltenerdenmagnete alle anderen Magnetsorten. Für hohe Temperaturen sind besonders Samarium-Kobalt-Magnete (SmCo) geeignet, die aber aufgrund der seltenen Samariumvorkommen relativ teuer sind. Weiter verbreitet sind die günstigeren Neodym-Eisen-Bor-Magnete (NdFeB), deren maximale Einsatztemperatur bei etwa 200°C liegt. Darüber ist mit irreversibler Entmagnetisierung zu rechnen. Kunststoffgebundene Neodym-Eisen-Bor-Magnete können bis maximal 130°C eingesetzt werden. Das maximale Energieprodukt ist zwar geringer als bei reinen NdFe-Magneten, durch den höheren spezifischen Widerstand können aber die Wirbelstromverluste im Material deutlich gesenkt werden. Während bei reinem Material aufgrund der starken Neigung zur Oxidation ein Versiegeln des Materials durch Verzinnen oder Vernickeln unumgänglich ist, wird die Korrosionsgefahr bei kunststoffgebundenen Materialien reduziert.

7.2.2 Magnetformen

Magnete können in vielfältiger Form hergestellt werden (siehe auch /21/, /25/, /26/ und /27/). Für den Einsatz in Elektromotoren spielen Zylinder, Ringe, Halbschalen und Quader die wesentliche Rolle. Die Permanentmagnete befinden sich im Elektromotor stets auf dem rotierenden Hauptelement.

In Innenläufermotoren mit kleinen Polpaarzahlen (bis vier Pole) werden häufig Zylinder verbaut, da diese relativ einfach aufmagnetisiert werden können. Bei größeren Polpaarzahlen sind bei der Aufmagnetisierung aufgrund der meist geringen Gesamtgröße der Motoren technologische und wirtschaftliche Grenzen gesetzt. Die Magnete sind häufig direkt auf der Welle befestigt. Durch die bauartbedingten großen Magnethöhen (von der Welle bis zum Magnetaußendurchmesser) entstehen hochenergetische Felder, die oftmals für eisenlose Ankerwicklungen genutzt werden. Um das teure Magnetmaterial zu sparen und die Ausnutzung des Magneten zu verbessern, kann der Läufer auch mit einem Ring ausgeführt werden, der auf einem weichmagnetischen Rückschluss aufsitzt. Magnetringe werden auch bei Außenläufern eingesetzt. In Abhängigkeit von der Baugröße der Motoren sind damit auch hochpolige Varianten möglich.

Bei größeren Polpaarzahlen werden oft Magnetsegmente verwendet. Diese sind wahlweise vor oder nach der Montage aufzumagnetisieren. Aufgrund der einfachen Herstellung werden besonders bei großen Polpaarzahlen häufig quaderförmige Magnete verbaut. Bei Außenläufern wird oft auf Segmente zurückgegriffen.

Ebenfalls verbreitet ist die Einbettung von Magneten im Läuferblechpaket. So sind eine erhöhte mechanische Festigkeit und der Schutz vor aggressiven Umwelteinflüssen gewährleistet. Durch geeignete Gestaltung des magnetischen Kreises und insbesondere der luftspaltseitigen Ständerkontur ist in gewissen Grenzen eine

Anpassung der Feldverteilung an die gewünschte Form (z.B. sinusförmig) möglich. Eine spezielle Anordnung der eingebetteten Magnetsegmente kann zur Flusskonzentration genutzt werden, um hohe Leistungsdichten zu erreichen. Eingebettete Magnete werden im analytischen Modell nicht berücksichtigt.

Die Aufmagnetisierung erfolgt über Spulensysteme, die mit hohen Impulsströmen aus Kondensatorentladungen beaufschlagt werden. Erforderlich sind auf den jeweiligen Anwendungsfall angepasste Anordnungen, um die gewünschte Magnetisierung zu erreichen.

7.2.3 Magnetisierungsrichtung

7.2.3.1 Diametrale Magnetisierung

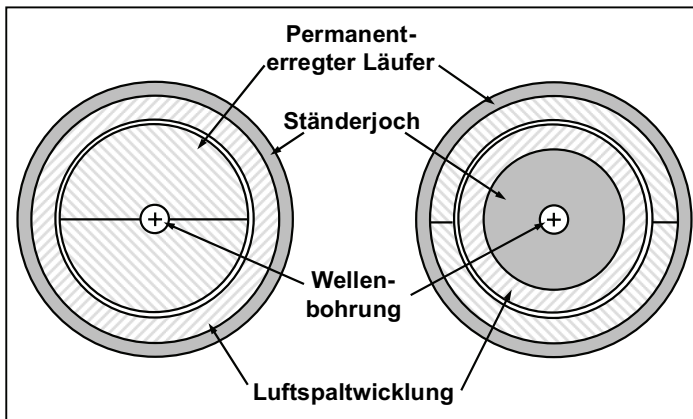


Bild 7-27: Prinzipdarstellung des Querschnitts eines zweipoligen permanent-erregten Innenläufermotors (links) und eines Außenläufermotors (rechts) mit Luftspaltwicklung

Bild 7-27 zeigt die Querschnitte zweipoliger permanenterregter Motoren mit Luftspaltwicklung. Auf der linken Seite des Bildes ist ein Innenläufermotor dargestellt und auf der rechten Seite ein Außenläufer.

Diese einfachen Anordnungen wurden gewählt, da keine Verzerrung des Luftspaltfeldes durch Nutung vorliegt. Es bestehen grundsätzlich zwei Möglichkeiten, die Läufer dieser Motoren aufzumagnetisieren: radial und diametral. Der Unterschied im Verlauf des Luftspaltfeldes ist bei zweipoligen Anordnungen besonders deutlich. Mit steigender Polpaarzahl verwischen in ausgeführten Anordnungen die Abweichungen zwischen radialer und diametraler Magnetisierung aufgrund der nichtidealen Feldverläufe in den Magnetisierungseinrichtungen zusehends.

Bild 7-28 zeigt die Magnetisierungsrichtung in den diametral aufmagnetisierten Läufern. In der Darstellung ist gestrichelt ein Weg durch den Luftspalt eingezeichnet und darauf im Bild 7-29 die Normalkomponente der Luftspaltflussdichte dargestellt. Der Verlauf ist im Idealfall sinusförmig.

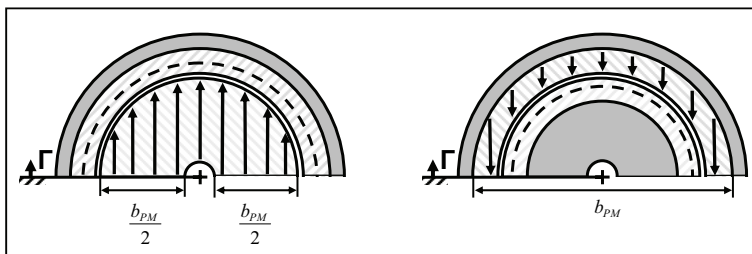


Bild 7-28: Diametrale Magnetisierung eines Innenläufers (links) und eines Außenläufers (rechts)

In der Praxis können solche Verläufe annähernd bei zweipoligen Anordnungen erreicht werden. Bei größeren Polpaarzahlen treten Abweichungen von der Sinusform besonders im Bereich der Pollücken auf.

Bestimmend für den Betrag des permanenterregten Flusses ist in erster Näherung die in Bild 7-28 eingezeichnete Magnetbreite b_{PM} .

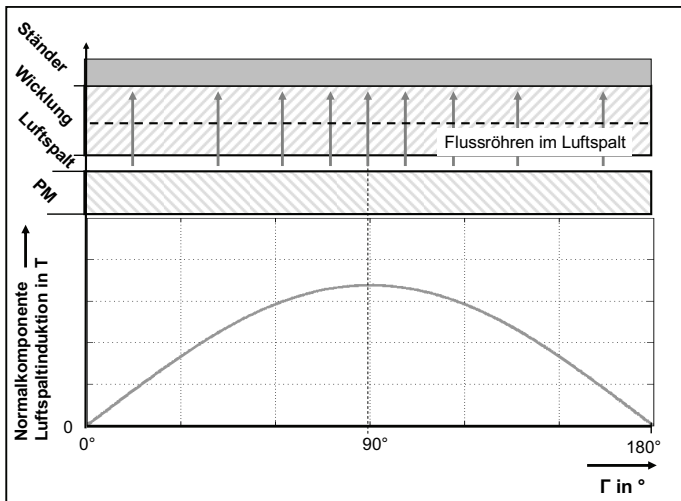


Bild 7-29: Diametrale Magnetisierung - Die prinzipielle Verteilung der Flussröhren im Luftspalt (oben) und die daraus resultierende Normalkomponente der Luftspaltflussdichte auf der im Bild 7-28 gestrichelt eingezeichneten Bezugsebene (unten)

7.2.3.2 Radiale Magnetisierung

Die Magnetisierungsrichtung in radial aufmagnetisierten Läufern zeigt Bild 7-30. Die Normalkomponente der Luftspaltflussdichte verläuft auf dem eingezeichneten Weg wie in Bild 7-31 dargestellt. Über einen weiten Bereich um die Polmitte herum ist die Normalkomponente der Flussdichte nahezu konstant. In den Randgebieten ist aufgrund des Polaritätswechsels ein schneller Abfall zu beobachten.

Der permanenterregte Fluss wird im Fall des Innenläufers (links im Bild 7-30) durch die Zylindermantelfläche der Wellenbohrung begrenzt. Infolgedessen ist die Ausnutzung des Magnetmaterials in der Regel nicht optimal, wenn der Magnet direkt auf der Welle montiert ist. Mit einem ferromagnetischen Läuferjoch (Bild 7-32) wird der Innendurchmesser der Magnetbohrung erhöht und die flussbegrenzende Zylindermantelfläche auf dem Innenradius des Magneten vergrößert.

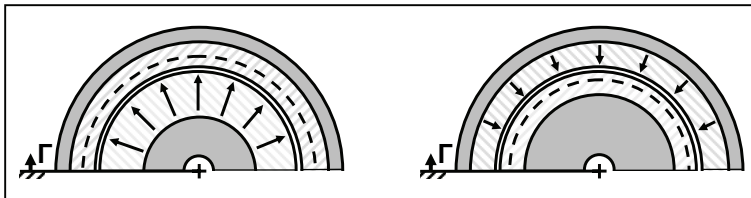


Bild 7-30: Radiale Magnetisierung eines Motors mit einem Innenläufer (links) und einem Außenläufer (rechts)

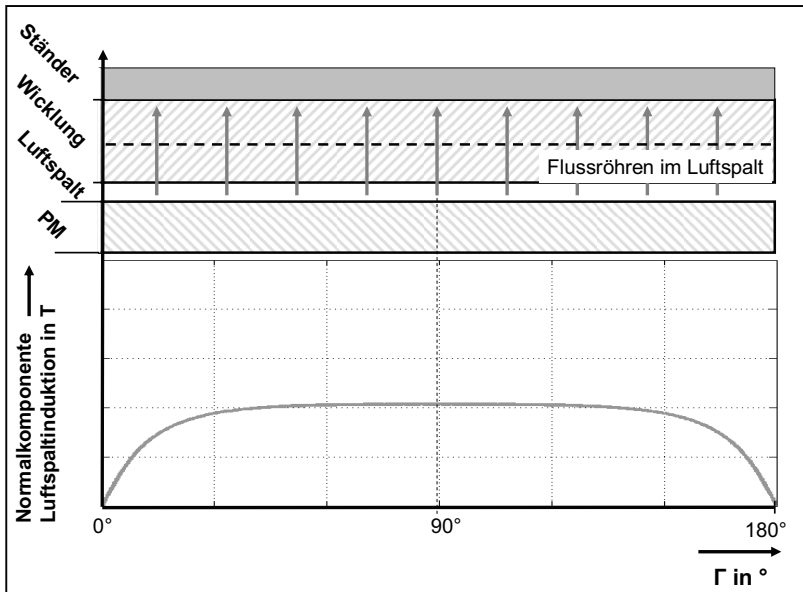


Bild 7-31: Radiale Magnetisierung - Die prinzipielle Verteilung der Flussröhren im Luftspalt (oben) und die daraus resultierende Normalkomponente der Luftspaltflussdichte auf der im Bild 7-30 gestrichelt eingezeichneten Bezugsebene (unten)

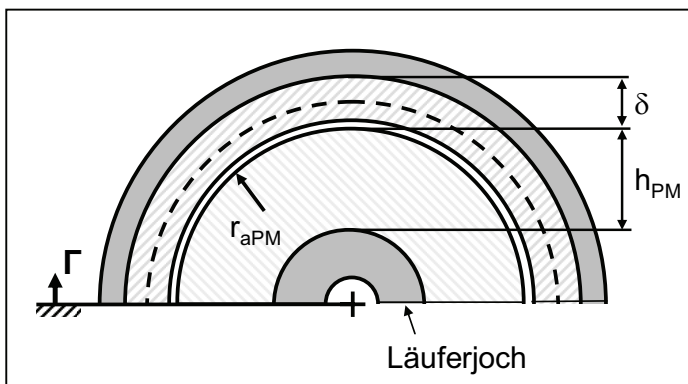


Bild 7-32: Querschnitt eines Innenläufers mit zusätzlichem Läuferjoch

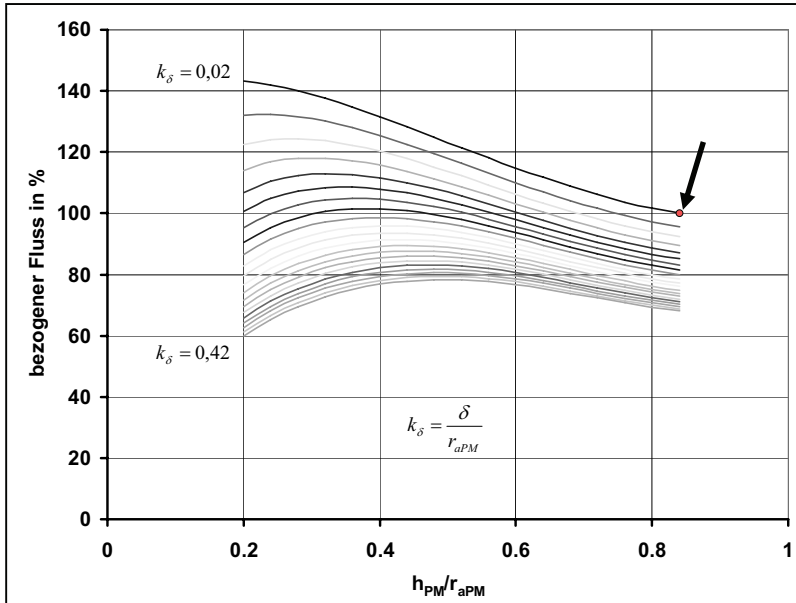


Bild 7-33: Der Fluss eines Innenläufermotors bezogen auf eine Referenzanordnung, die im Diagramm mit Pfeil markiert ist, über dem Verhältnis zwischen Magnethöhe und Magnetaußenradius mit dem Verhältnis zwischen Luftspaltlänge und Magnetaußenradius als Parameter. Der Magnetaußenradius ist konstant.

Bild 7-33 zeigt den Fluss eines Innenläufermotors bezogen auf eine Referenzanordnung, die in der Darstellung mit einem Pfeil markiert wurde. Der Fluss ist über dem Verhältnis zwischen der Magnethöhe h_{PM} und dem konstanten Läuferaußenradius r_{aPM} abgetragen. Als Parameter dient der Quotient aus Luftspaltlänge und Magnetaußenradius $k_\delta = \frac{\delta}{r_{aPM}}$. Ist dieses Verhältnis sehr klein, d.h. der Luftspalt sehr kurz, kann durch die Reduzierung der Magnethöhe ein Flusszuwachs erzielt werden. Kleine k_δ werden nur mit genuteten Ständern erreicht. Wächst die Luftspaltlänge relativ zum

Läuferaußenradius, steigt der Fluss bei Reduzierung der Magnethöhe bis zu einem bestimmten Verhältnis $\frac{h_{PM}}{r_{aPM}}$ an. Darüber hinaus reicht die Magnethöhe nicht mehr aus, um eine ausreichend große magnetische Spannung hervorzurufen und der Fluss sinkt. Größere Luftspaltlängen findet man bei Luftspaltwicklungen.

Anordnungen mit größeren Polpaarzahlen können in der Regel nicht eindeutig einer Magnetisierungsart zugeordnet werden. In guter Näherung kann dann von einer radialen Magnetisierung ausgegangen werden.

7.3 Unterschiede zwischen genuteter und ungenuteter Ausführung des Ständers

Das wicklungstragende Hauptelement dauermagneterregter Elektronikmotoren kann grundsätzlich genutet oder ungenutet ausgeführt werden. Die Entscheidung für die eine oder die andere Variante beeinflusst maßgeblich die Wicklungsgestaltung und die Auslegung des magnetischen Kreises. So unterscheiden sich die Wickeltechnologien, die sich zum Einlegen des Drahts in die Nuten etabliert haben, wesentlich von der Herangehensweise zur Ausführung einer Luftspaltwicklung, wie die Wicklung im Zwischenraum zwischen dem nutenlosen Ständer und dem Läufer oft bezeichnet wird. Des Weiteren können mit genuteten Ständern sehr kleine magnetische Luftspalte für das permanenterregte Feld realisiert werden, die den Einsatz z.B. von Hartferritmagneten ermöglichen. In Motoren mit Luftspaltwicklung werden zur Unterbringung der Wicklung große Luftspaltlängen benötigt. Im Hinblick

auf die Ausnutzung des Magnetmaterials im Besonderen und die günstige Gestaltung des Leistungs-Motormasse-Verhältnisses im Allgemeinen kommen deshalb dort im Wesentlichen Hochenergiemagnete wie zum Beispiel Neodym-Eisen-Bor zum Einsatz.

Der höhere Aufwand beim Wickeln und die erhöhten Magnetkosten bei ungenutzten Ausführungen stehen Verbesserungen des Betriebsverhaltens der Motoren gegenüber. Die Nutzung eines Hauptelementes ist stets mit dem Auftreten von Nutrastrmomenten verbunden, die dem Grundwellendrehmoment als höhere Harmonische überlagert sind und zu zusätzlichen Verlusten und Geräuschbildungen führen können. Weiterhin sind die Zähne der Nuten, in denen der Fluss konzentriert wird und hohe Flussdichten auftreten, Entstehungsort von Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverlusten. Ein Motor mit Luftspaltwicklung zeichnet sich in der Regel durch eine größere Laufruhe als ein entsprechender Motor mit in Nuten eingelegter Wicklung aus. Aufgrund der geringeren Ummagnetisierungsverluste ist das Leerlaufdrehmoment vergleichsweise klein, was direkte Auswirkungen auf den Wirkungsgradverlauf hat.

Ein Nachteil der Luftspaltwicklung ist die geringere mechanische Festigkeit der Spulenkörper. Die schwache thermische Kopplung zwischen Wicklung und Ständer führt zu einer schlechteren Kühlung und dadurch zu einer verminderten Überlastfähigkeit als bei einer vergleichbaren genutzten Ausführung.

7.4 Auswahlkriterien für Innenläufer oder Außenläufer

Bei der Gestaltung des Läufers kann bei rotierenden Maschinen auf zwei grundsätzliche Anordnungen zurückgegriffen werden: Den Walzenläufer und den Scheibenläufer (/21/, /18/, /15/).

Der Scheibenläufer (Bild 7-34), der auch als Axialflussmotor bezeichnet wird, zeichnet sich durch seine geringe Baulänge aus. Mechanisch kommutierte Scheibenläufer sind häufig mit einer eisenlosen Wicklung ausgestattet. An hart- oder weichmagnetischen Bauteilen treten oft axiale Kräfte auf, die im ungünstigsten Fall zu Lagerschäden führen. Die Dimensionierung und Simulation dieser Motoranordnungen ist im entwickelten Programmpaket nicht vorgesehen, da sie mit dem Verfahren zur analytischen Berechnung des Luftspaltfeldes in dieser Form nicht umsetzbar ist. Die dahingehende Veränderung des Verfahrens bietet zusammen mit der dann ebenfalls notwendigen Überarbeitung des Entwurfsgangs Potential für weitere Arbeiten.

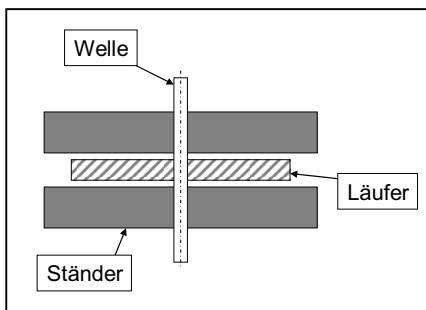


Bild 7-34: Längsschnitt Scheibenläufer

Walzenläufer sind aufgrund ihrer vergleichsweise geringen Herstellungskosten die am weitesten verbreitete Bauform, die in vier weitere Unterkategorien aufgeteilt werden können: Innenläufer, Zwischenläufer, Zwischenständer und Außenläufer.

Der Innenläufer (Bild 7-35) ist unter den Walzenläufern die am häufigsten verwendete Bauform, die aufgrund ihrer einfacheren Lagerung und ihrer mechanischen Stabilität Vorteile beim Einbau und der Lebensdauer bietet. Die Eigenfrequenzen und die damit verbundenen kritischen Drehzahlen sind deutlich höher als bei vergleichbaren Außenläufern. Die Verluste entstehen zum größten Teil im Ständer und sind dort zu unterscheiden in Wirbelstrom- und Hystereseverluste im Ständerjoch und ohmsche Verluste in der Ständerwicklung. Aufgrund der Lage der Verlustquellen am Motorumfang ist eine effektive Wärmeabfuhr gewährleistet. Ein geringer Beitrag zu den Verlusten entsteht besonders bei genuteten Anordnungen und elektrisch leitfähigem Magnetmaterial wie Neodym-Eisen-Bor durch die Ausbildung von Wirbelströmen im Magneten.

Speziell durch den Einsatz von Hochenergiemagneten wie Neodym-Eisen-Bor werden hohe Drehmoment-Trägheitsmoment-Verhältnisse erreicht, die gute dynamische Eigenschaften ermöglichen.

Der Zwischenläufer (Bild 7-36) kommt fast ausschließlich bei mechanisch kommutierten Motoren zum Einsatz, wo er häufig mit einer eisenlosen Läuferwicklung ausgeführt wird, um kleine mechanische und elektrische Zeitkonstanten zu ermöglichen. Vorteile bietet dieser Typ bei eisenloser Wicklung durch sein gutes

Kommutierungs- und Rundlaufverhalten. Aus mechanischen Gründen sind insbesondere Glockenläufer nur für kleine Leistungen bzw. geringe Drehzahlen geeignet. Da Zwischenläufer praktisch nie als Elektromotoren konzipiert werden, finden sie im Modell keine Berücksichtigung.

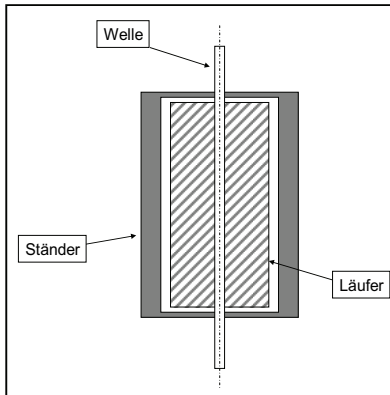


Bild 7-35: Längsschnitt Innenläufer

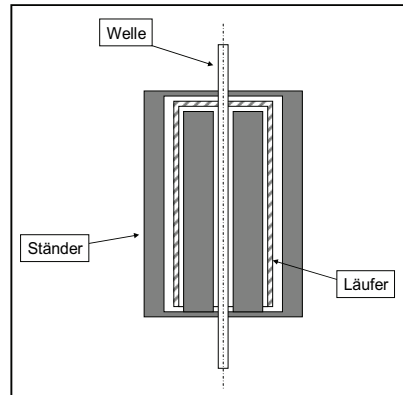


Bild 7-36: Längsschnitt Zwischenläufer in der Ausführung als Glockenläufer.

Der Zwischenläufer (Bild 7-36) kommt fast ausschließlich bei mechanisch kommutierten Motoren zum Einsatz, wo er häufig mit einer eisenlosen Läuferwicklung ausgeführt wird, um kleine mechanische und elektrische Zeitkonstanten zu ermöglichen. Vorteile bietet dieser Typ bei eisenloser Wicklung durch sein gutes Kommutierungs- und Rundlaufverhalten. Aus mechanischen Gründen sind insbesondere Glockenläufer nur für kleine Leistungen bzw. geringe Drehzahlen geeignet. Da Zwischenläufer praktisch nie als Elektromotoren konzipiert werden, finden sie im Modell keine Berücksichtigung.

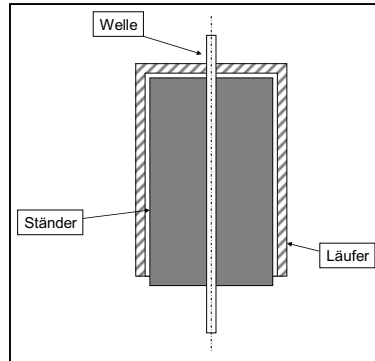
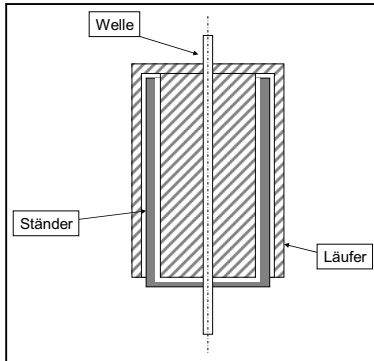


Bild 7-37: Längsschnitt Zwischenständermotor Bild 7-38: Längsschnitt Außenläufer

Die Topologie des Zwischenständermotors (Bild 7-37) findet häufiger Anwendung bei den Elektronikmotoren. Ein großer Vorteil ist neben dem guten Rundlaufverhalten besonders bei eisenloser Wicklung, dass in dem mitrotierenden magnetischen Rückschluss praktisch keine Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste auftreten. Der Zwischenständermotor kann im Modell durch Anpassung der Koeffizienten zur Berechnung der Wirbelstrom- und Ummagnetisierungsverluste berücksichtigt werden.

Der Außenläufermotor (Bild 7-38) ist sehr gut geeignet für Anwendungen wie Lüfter, Wickelmaschinen, Festplattenantriebe und Ähnliches, da die mitrotierenden Elemente wie zum Beispiel die Lüfterblätter direkt auf der Läuferaußenseite zu montieren sind. Er zeichnet sich weiterhin durch eine gute Laufruhe und hohe Drehmomente bei vergleichbar kleinem Bauraum aus. Die innenliegende Wicklung führt zu kurzen Wickelköpfen und zu

geringen Wicklungsverlusten, die aber zusammen mit den Wirbelstrom- und Ummagnetisierungsverlusten, die im Ständer entstehen, nur schlecht abgeführt werden können.

Die auf der Läuferinnenseite montierten Magnete müssen nicht durch Bandagen mechanisch abgesichert werden. Vom Läufer zum Ständer ist aufgrund des abnehmenden Radius eine Flusskonzentration zu beobachten, die zu vergleichsweise hohen Flussdichten auf der Ständeroberfläche führt.

8 Validierung des Modells anhand ausgeführter Elektronikmotoren

Ziel dieses Abschnittes ist es, einen Nachweis über die Treffsicherheit des analytischen Modells anhand zweier ausgewählter Beispiele zu führen. Dazu werden ein Innenläufer- und ein Außenläufermotor vorgestellt. Anhand der messbaren Größen wird die gute Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung gezeigt. Bei beiden Motoren erfolgt dazu eine Betrachtung der induzierten Spannung, die jeweils oszillografiert und berechnet wurde. Die induzierte Spannung ist stark von der räumlichen Verteilung des permanenterregten Feldes im Luftspalt abhängig, so dass bei annähernd gleichen Spannungsverläufen auf eine gute Abbildung der Verhältnisse zu schließen ist. Am Außenläufer (Motor 1) werden weiterhin das gemessene und das im Modell berechnete Nutrustmoment verglichen, um auch hier die Treffsicherheit der vorgenommenen Modellierung hinsichtlich des Nutzungseinflusses nachzuweisen. Die Gegenüberstellung des auf dem Prüfstand ermittelten Betriebsverhaltens mit dem des Modells rundet die Betrachtung des Motors 1 ab und belegt die Anwendbarkeit des Modells auch auf diesem Gebiet.

Der Motor 2 ist ein Innenläufermotor mittlerer Leistung (einige kW), der an einem Stromumrichter betrieben wird. Hier besteht die Möglichkeit, gezielt Phasenlage und Amplitude des Strangstroms zu beeinflussen, während am Motor 1 im Wesentlichen nur eine Drehzahlstellung durch Heben oder Senken der Strangspannung vorzunehmen ist.

Am Motor 2, dem Innenläufer, wurden Strangspannung und Strangstrom während des Betriebes oszillografiert. Hier wird der Nachweis über die Richtigkeit der im Modell berechneten Verläufe der Ströme und der Spannungen vorgenommen.

8.1 Motor 1

8.1.1 Aufbau des betrachteten Motors

Es handelt sich beim untersuchten Motor um einen elektronisch kommutierten Außenläufer mit 14 Polen und zwölf Nuten (siehe Bild 8-1), in die eine dreisträngige Wicklung verteilt ist.

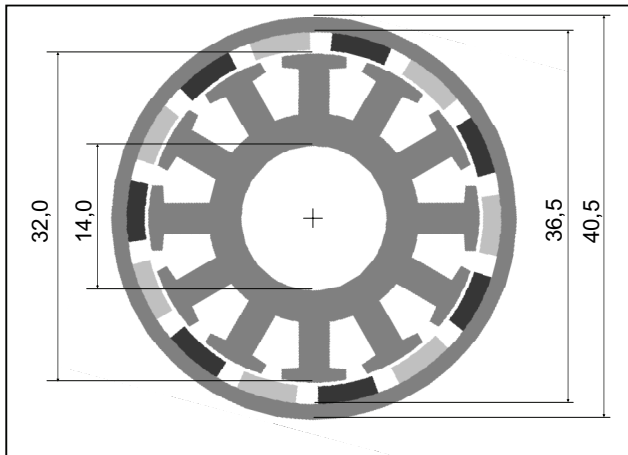


Bild 8-1: Querschnitt des Motors

Eine Übersicht der wichtigsten Motordaten ist im Bild 8-2 zusammengestellt. Der im Handel erhältliche Motor aus dem Modellbausegment wurde ausführlich in einer Diplomarbeit untersucht (siehe /29/), so dass umfangreiche Messergebnisse vorliegen. Er wird am Akku mit Gleichspannungen bis $U_k = 36V$

betrieben und erreicht dabei Drehzahlen bis zu $n_{\max} = 25500 \text{ min}^{-1}$. Im Wirkungsgradmaximum und mit maximaler Spannung greift an der Welle bei einem gleichspannungsseitigen Strom von $I_{\eta \max} = 28,7 \text{ A}$ ein Drehmoment von $M_{\eta \max} = 0,4 \text{ Nm}$ an. Das Haltedrehmoment beträgt dann $M_H = 2,8 \text{ Nm}$. Im Bild 8-1 ist der Querschnitt des Motors dargestellt.

| | |
|-----------------------------|---|
| Läuferaußendurchmesser | $d_{aL} = 40,5 \text{ mm}$ |
| Läuferjochinnendurchmesser | $d_{iL} = 36,5 \text{ mm}$ |
| Läufergesamtlänge | $l_L = 26,6 \text{ mm}$ |
| Läuferjochstärke | $b_{LJ} = 2 \text{ mm}$ |
| Magnetsegmente | $(B \times H \times L) = (6 \times 1,75 \times 15) \text{ mm}^3$ |
| Magnetmaterial | Neodym-Eisen-Bor, $B_r = 1,6 \text{ T}$, $H_c = 915 \text{ kA/m}$ |
| Polpaarzahl | $p = 7$ |
| Luftspaltlänge | $\delta = 0,25 \text{ mm}$ |
| Ständeraußendurchmesser | $d_{aS} = 32 \text{ mm}$ |
| Ständerblechpaketlänge | $l_{BP} = 15,3 \text{ mm}$ |
| Blechstärke | 90 Bleche, $h_B = 0,35 \text{ mm}$ |
| Zahnkopfbreite | $b_{ZK} = 6,25 \text{ mm}$ |
| Nutzahl | $N = 12$ |
| Nutslitzbreite | $\alpha_{NS} = 7,5^\circ$ |
| Spulenseiten pro Nut | 2 |
| Wickelschritt | $y = 1$ |
| Anzahl Stränge | $m = 3$, Dreieckschaltung |
| Ständerwicklung | 4 Spulen pro Strang a 6 Windungen |
| Drahtdurchmesser | $d_{Cu} = 0,4 \text{ mm}$ |
| Kupferfüllfaktor in der Nut | $\varphi_{Cu} = 27,3\%$ |
| Nennspannung | $U_n = 20 \text{ V}$ |

Bild 8-2: Übersicht Motordaten

8.1.2 Induzierte Spannung

Durch den von den Permanentmagneten hervorgerufenen Fluss wird in der Motorwicklung eine Spannung induziert. Ihr Betrag ist eine Funktion der Drehzahl und des Flusses und die Form der induzierten Spannung erlaubt Rückschlüsse auf die Verteilung des Luftspaltfeldes. Ein ideal diametral aufmagnetisierter Permanentmagnet ruft eine sinusförmige induzierte Spannung hervor. Eine abweichende Aufmagnetisierung führt abhängig von der Wicklungsanordnung zu einer Veränderung des Spannungszeitverlaufes und einer Zunahme des Oberschwingungsanteils. Der Verlauf der induzierten Spannung ist charakteristisch für einen Motor, so dass eine geringe Abweichung zwischen gemessener und im Modell berechneter Spannung auf eine hinreichend genaue Abbildung des realen Motors im Modell hinweist. Zur Messung der induzierten Spannung des Motors 1 wurde dieser fremdangetrieben und im stationären Zustand die Leiter-Leiter-Spannungen zwischen den offenen Klemmen der Ständerwicklung oszillografiert. Die Messungen wurden im Rahmen der bereits erwähnten Diplomarbeit durchgeführt und sind ausführlich in /29/ beschrieben.

Im Bild 8-3 sind die induzierten Spannungen dargestellt. Die gemessene induzierte Spannung ist grau dargestellt und weicht mit einem durch Fourieranalyse ermittelten Oberwellenanteil von gut 2% von der idealen Sinusform ab. Markant sind die Abflachungen der Kurve im Bereich der Maxima, die auf ausgeprägte Pollücken zurück zu führen sind.

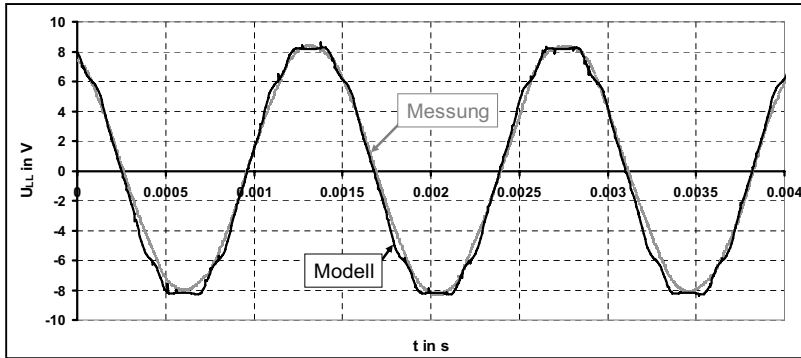


Bild 8-3: Berechnete und gemessene induzierte Spannungen bei einer Drehzahl von $n = 6010 \frac{1}{\text{min}}$

Die im Modell berechnete induzierte Spannung, die im Bild 8-3 schwarz dargestellt ist, folgt im Wesentlichen dem gemessenen Verlauf, was sich ebenfalls in der Gegenüberstellung der Amplitudenspektren der Spannungsverläufe im Bild 8-4 zeigt. Die Abflachungen im Bereich der Maxima sind hier noch deutlicher ausgeprägt. Weiterhin ist eine leichte Abweichung an den Flanken festzustellen. Diese ist durch die unterschiedliche Lage der einzelnen Spulenchsen der Spulen in einem Strang relativ zu den Polachsen begründet. Diese führt zu einer zeitversetzten Spannungsinduktion in den Einzelspulen und zu einer verschliffenen resultierenden Spannung. Aufgrund des dämpfenden Einflusses des Messaufbaus mit endlich langen Messleitungen sind die Abweichungen zwischen beiden Kurven zu einem Teil auf die unvermeidliche Glättung des gemessenen Signals zurück zu führen. Die weiteren Abweichungen ergeben sich durch die im Modell vorgenommenen Vereinfachungen.

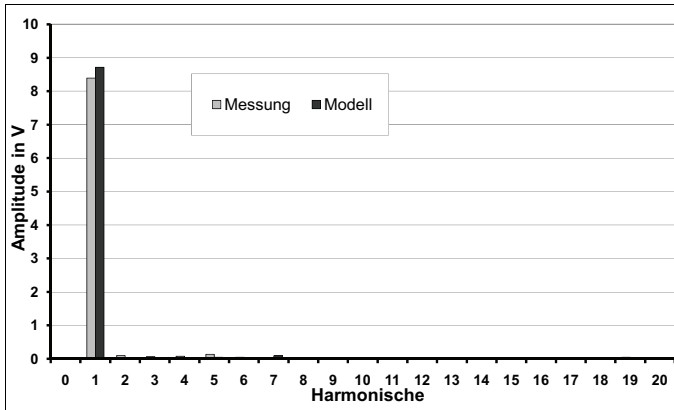


Bild 8-4: Amplitudenspektren der Spannungsverläufe

8.1.3 Nutrastmoment

Das Nutrastmoment bzw. stellungsabhängige Drehmoment entsteht aufgrund der Wechselwirkung zwischen Permanentmagnet und Nutung. Demzufolge wird die Anzahl der auftretenden Perioden pro Motorumdrehung durch die Polpaarzahl und die Nutzahl beschrieben:

$$n_p = \frac{2p \cdot N}{ggT[N, p]}.$$

Beim betrachteten Motor sind $n_p = 84$ Nutrastpositionen pro Läuferumdrehung festzustellen. Die zu erwartenden Spitzenwerte sind aufgrund der großen Anzahl der Rastpositionen und der geringen Schwankung des magnetischen Leitwertes so klein, dass sie mit dem für die Kennlinienmessung verwendeten Versuchsaufbau (vgl. /29/) nicht dynamisch erfasst werden können. Die Messung von Drehmomenten, die im Vergleich zum Nenndrehmoment sehr klein sind, ist ein allgemeines messtechnisches Problem. Um einer

Zerstörung der sehr überlastungsempfindlichen Messwellen vorzubeugen, sind die Messbereiche insbesondere hinsichtlich der Maximalwerte großzügig festzulegen. Eine besondere Gefahr stellen Resonanzen beim Erreichen der Eigenfrequenzen des Versuchsaufbaus dar, die kurzzeitig zu einer Überhöhung des Drehmomentes um ein Vielfaches führen.

Zur Vermeidung dieser Schwierigkeiten ist ein spezieller Versuchsaufbau erforderlich. Der Fremdantrieb des stromlosen Motors schließt auf der Seite des Prüflings das Auftreten von Drehmomentschwankungen herrührend vom Ankerfeld aus. Als Antrieb wurde ein mechanisch kommutierter Glockenläufermotor mit Getriebe eingesetzt. Diese Motoren haben bauartbedingt ein sehr konstantes Drehmoment. Das Getriebe ermöglicht sehr kleine Drehzahlen, wodurch eine quasistatische Messung möglich ist. Bei Drehgeschwindigkeiten von deutlich unter einer Umdrehung pro Minute wird der Motor praktisch nicht zu Schwingungen angeregt und die Gefahr einer Drehmomentenüberhöhung besteht nicht. Dementsprechend kann eine Messwelle mit einem Bereich von $0 < M \leq 1Nm$ gewählt werden, was im Nennbetrieb des Motors nicht ohne die Gefahr einer Zerstörung möglich ist. Der kleine Messbereich führt zu einer hohen Auflösung des Drehmoments.

Im Bild 8-5 (Folgeseite) sind das gemessene und mit dem Modell berechnete Nutrastmoment für eine Drehung des Läufers um $\Delta\vartheta = 45^\circ$ dargestellt. Die drehmomentglättenden Eigenschaften des mit einer Trägheit behafteten Läufers sind in der Rechnung berücksichtigt.

Bei beiden Kurven stimmen die Anzahl und die Positionen der Maxima gut überein. Die Amplituden bewegen sich in der gleichen Größenordnung.

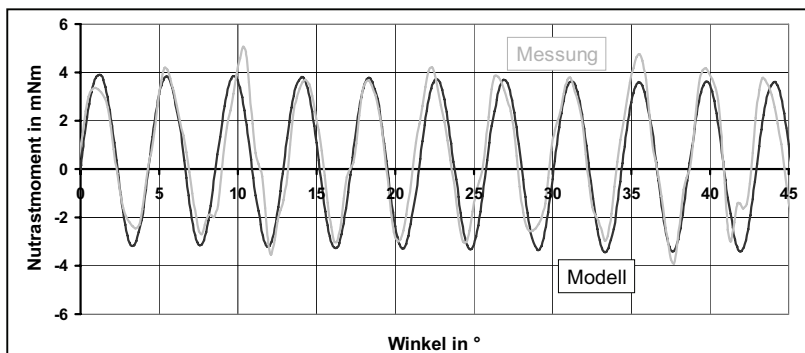


Bild 8-5: Darstellung des berechneten und gemessenen Nutrastrmoments

8.1.4 Betriebsverhalten

Das Betriebsverhalten der Motoren kann anhand des Modells unter der Annahme idealisierter Spannungsverläufe nachvollzogen werden. Beim vorliegenden Motor wird davon ausgegangen, dass die von der Ansteuerung hervorgerufenen Spannungen am besten durch einen trapezförmigen Verlauf angenähert werden. Grundlage für diese Annahme ist der Verlauf der realen Leiter-Leiter-Spannung, deren Verlauf für eine Klemmenspannung von $U_k = 20V$ bei Vollaussteuerung im Bild 8-6 dargestellt ist.

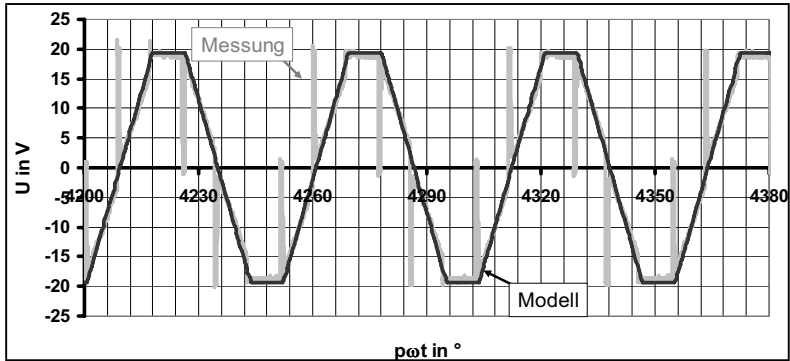


Bild 8-6: Gemessene und modellierte Strangspannung bei einer Zwischenkreis-spannung von $U_k = 20V$

Die mit dem Modell ermittelten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien (Bild 8-7) und Strom-Drehmoment-Kennlinien (Bild 8-8) weisen eine gute Übereinstimmung mit den gemessenen Werten auf. Leichte Abweichungen sind im Wesentlichen auf die recht einfache Modellierung der Motorelektronik zurückzuführen, die bei größeren Drehmomenten der realen Ansteuereinrichtung nicht ganz gerecht wird. Die für ein präziseres Ergebnis notwendige Ergänzung einer detailliert modellierten Topologie wird im Rahmen dieser Arbeit nicht vorgenommen.

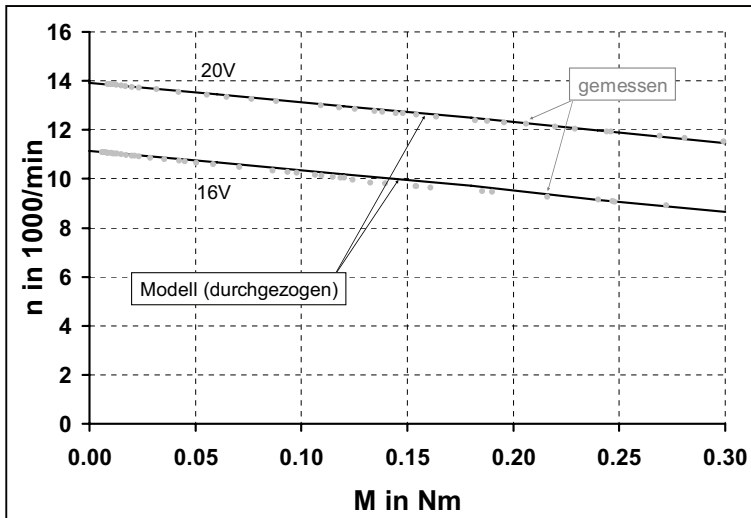


Bild 8-7: Zusammenstellung der im Modell berechneten und der gemessenen Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien des betrachteten Motors

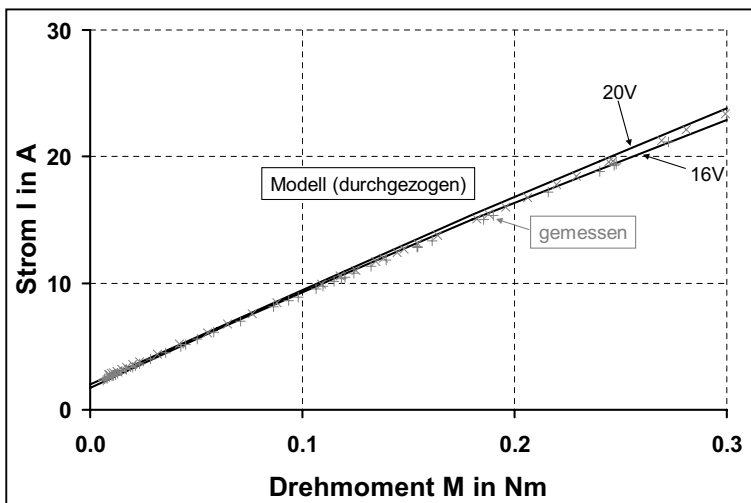


Bild 8-8: Gegenüberstellung der berechneten und gemessenen gleichspannungsseitigen Aufnahmeströme als Funktion des Drehmomentes an der Welle

8.2 Motor 2

8.2.1 Aufbau des betrachteten Motors

Es handelt sich beim zweiten untersuchten Motor um einen elektronisch kommutierten Innenläufer mit sechs Polen aus gesintertem Neodym-Eisen-Bor und neun Nuten, in die eine dreisträngige Wicklung verteilt ist. Pro Strang sind drei Einzelspulen vorhanden. Der Motor 2 unterscheidet sich vom Motor 1 im Wesentlichen durch seine Topologie (Innenläufer) und seine Baugröße. Weiterhin stand für diesen Motor ein Stromwechselrichter zur Verfügung, der einen weitgehenden Eingriff in die Einspeisung der Strangströme ermöglichte. Nach Ermittlung des Strangwiderstandes wurde durch Strom-Spannungs-Messungen bei 50Hz die Stranginduktivität bestimmt. Die Erfassung der induzierten Spannung in Abhängigkeit von der Drehzahl ermöglicht die Ermittlung der Drehzahlkonstanten k_e . Eine Übersicht der wichtigsten Motordaten ist im Bild 8-9 zusammengestellt.

| | |
|--|---------------------------------|
| Läuferaußendurchmesser | $d_{al} = 50,0 mm$ |
| Läufergesamtlänge | $l_l = 62,0 mm$ |
| Magnetmaterial | Neodym-Eisen-Bor, $B_r = 1,2 T$ |
| Polpaarzahl | $p = 3$ |
| Luftspaltlänge | $\delta = 0,5 mm$ |
| Nutzahl | $N = 9$ |
| Wickelschritt | $y = 1$ |
| Anzahl Stränge | $m = 3$, Dreiecksschaltung |
| Ständerwicklung | 3 Spulen pro Strang |
| Drehzahlkonstante bezogen auf Leiter-Leiter-Spannung | $k_e = 0,6483 Vs$ |
| Strangwiderstand | $R_{Str} = 0,4 \Omega$ |
| Stranginduktivität (gemessen bei 50Hz) | $L_{Str} = 2 mH$ |

Bild 8-9: Übersicht Motordaten

8.2.2 Induzierte Spannung

Zur Messung der induzierten Spannung wurde der betrachtete Motor fremdangetrieben. Im ersten Schritt wurde die induzierte Leiter-Leiter-Spannung mit ihrem Effektivwert quantitativ als Funktion der Drehzahl erfasst (Bild 8-10). Durch Geradenapproximation der ermittelten Werte wird die Drehzahlkonstante als Anstieg $k_e = \frac{U_i(n)}{n}$ bestimmt.

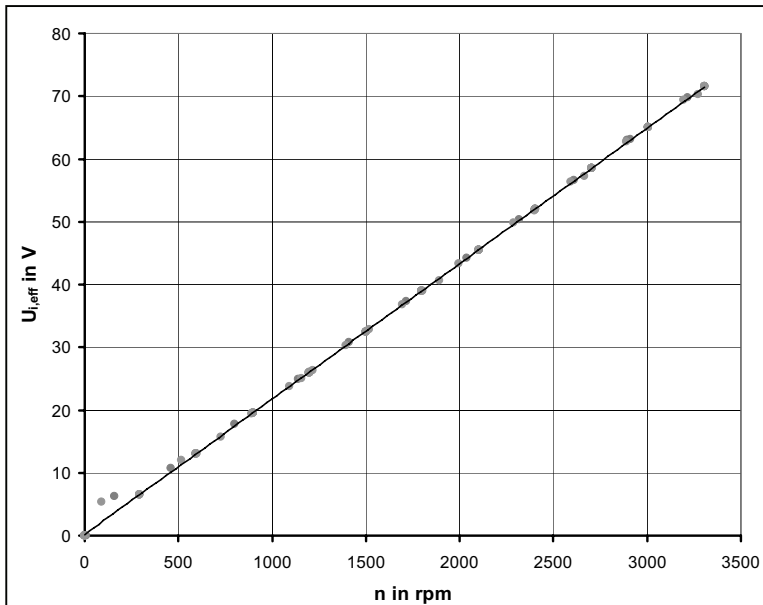


Bild 8-10: Darstellung der induzierten Spannung (Effektivwert) als Funktion der Drehzahl

Der qualitative zeitliche Verlauf der induzierten Spannung wurde im analytischen Modell für verschiedene Drehzahlen berechnet und

gemessenen Verläufen gegenübergestellt (Bild 8-11). Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung.

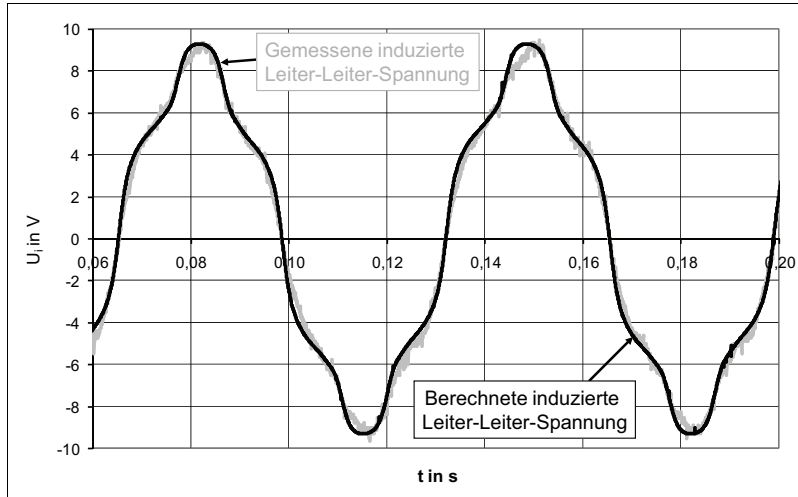


Bild 8-11: Gegenüberstellung des berechneten und gemessenen Verlaufs der induzierten Leiter-Leiter-Spannung bei $n = 292 \text{ min}^{-1}$

8.2.3 Strangstrom und Leiter-Leiter-Spannung bei Belastung

Die Überprüfung der qualitativen Verläufe von Strangstrom und Leiter-Leiter-Spannung am Motor 2 runden die Validierung des analytischen Modells ab. Motor 2 wurde dazu an einem Stromumrichter betrieben. Es wurden nahezu sinusförmige Ströme mit verschiedenen Beträgen und bei unterschiedlichen Drehzahlen eingespeist. Beispielhaft sind im Bild 8-12 ein Strangstrom und eine Leiter-Leiter-Spannung aus Messung und analytischer Rechnung für einen Strom von $I_{Sr} = 6,8 \text{ A}$ und eine Drehzahl von $n = 2252 \text{ min}^{-1}$ dargestellt.

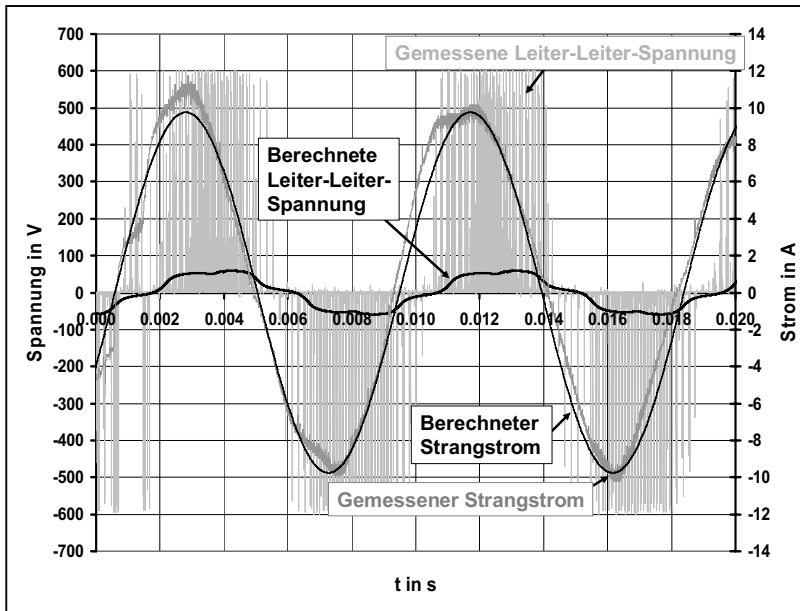


Bild 8-12: Gegenüberstellung der gemessenen und der berechneten Strangströme und Leiter-Leiter-Spannungen bei $n = 2252 \text{ min}^{-1}$ und einer Stromaufnahme von $I_{Sr} = 6,8 \text{ A}$

Der gemessene Strangstrom weicht von der idealen Sinusform geringfügig ab und ist aufgrund der angewandten Pulsweitenmodulation oberwellenbehaftet. Diese Anteile im Strom werden in der Modellierung nicht berücksichtigt. Die aus der Fourieranalyse bestimmte Grundschiwingung des Stroms, deren Frequenz sich aus der mechanischen Frequenz und der Polpaarzahl ergibt ($\omega_{el} = p \cdot \omega_{mech}$), stimmt mit dem berechneten Strom in Amplitude und Phasenlage überein.

Auch im Verlauf der Spannung ist der durch die Pulsung hervorgerufene Oberwellenanteil in der analytischen Berechnung nicht enthalten. Entsprechend weichen die Verläufe auf den ersten Blick

voneinander ab. Bei genauerer Analyse der gemessenen Spannung zeigen sich sowohl in der Amplitude ($\hat{U}_{LL_{\text{gemessen}}, v=1} = 57,4V$ und $\hat{U}_{LL_{\text{Modell}}, v=1} = 59,0V$) als auch in der Phasenlage der Grundschiwingung gute Übereinstimmungen.

Somit ist abschließend auch die Treffsicherheit des Modells hinsichtlich qualitativer Verläufe am Beispiel des Motors 2 in der Gegenüberstellung mit Messungen belegt.

9 Berechnung des Nutrastmoments als Basis einer Optimierung

Das Nutrastmoment bzw. stellungsabhängige Drehmoment entsteht aufgrund der Wechselwirkung zwischen Permanentmagneten des Läufers und dem genuteten Ständer. Für das permanentmagneterregte Feld ändert sich der magnetische Widerstand durch die unterschiedlichen wirksamen Luftspaltlängen im Bereich der Nutschlitzes und in den restlichen Abschnitten des Luftspalts. Das ruft ein Reluktanzmoment hervor. Demzufolge wird die Anzahl der auftretenden Perioden pro Motorumdrehung durch die Polpaarzahl und die Nutzahl beschrieben:

$$n_p = \frac{2p \cdot N}{ggT[N, p]}.$$

Da in vielen Fällen auf die Nutung nicht verzichtet werden kann, finden Verfahren zur Reduzierung des Nutrastmomentes Anwendung. Diese sind unter anderem ausführlich in [20] beschrieben und sollen hier nur genannt werden:

1. Geeignete Wahl der Nut-Polzahl-Kombination
2. Schrägung des Blechpakets oder des Erregersystems
3. Optimierung des Erregersystems durch geeignete Wahl des Verhältnisses Polbreite zu Polteilung
4. gezielte Manipulation der Magnetanordnung
5. Optimierung des wicklungstragenden Elements durch geeignete Wahl der Nutschlitzbreite und der Zahnform und durch Einführung von Blindzähnen.

Die Anwendung des Motormodells zur Betrachtung verschiedener Anordnungen insbesondere bezüglich der Punkte 1, 3 und 4 wird in diesem Abschnitt vorgenommen.

Im Entwurfsgang ist der Einfluss von geringfügigen Veränderungen im Bereich von Millimetern und Zehntel-Millimetern im magnetischen Kreis auf den Verlauf und das Maximum des Nutrastmomentes von großem Interesse. Zum einen ist abzusichern, dass eine unsymmetrische Positionierung der Magnete aufgrund von Fertigungstoleranzen nicht zu einer übermäßigen Zunahme des Nutrastmomentes führt. Zum anderen ist stets zu prüfen, inwieweit durch eine Optimierung der Luftspaltgeometrie eine Minimierung des Nutrastmomentes möglich ist. Um diese Fragestellungen abzudecken, sind bei der Berechnung des Nutrastmomentes die Variation der Position eines Magnetsegmentes innerhalb der technisch sinnvollen Grenzen sowie die Variation der Nutschlitzbreite und der Polüberdeckung vorgesehen.

9.1 Gegenüberstellung des mit dem Modell berechneten Nutrastmoments mit den Ergebnissen der numerischen Feldberechnung

Die numerische Feldberechnung ist seit einigen Jahren ein Standardwerkzeug zur Lösung von Feldproblemen. Die auf dem Markt erhältlichen Programmpakete, die auf dieser Grundlage arbeiten, ermöglichen dem Experten eine Betrachtung der magnetischen Verhältnisse in komplexen Geometrien. Die Verfahren bieten bei sachkundiger Anwendung eine hohe Treffsicherheit. Nachteilig sind die langen Rechenzeiten der iterativ aufgebauten

Lösungsverfahren. Dreidimensionale Modellierungen erfordern einen enormen Rechenaufwand, weswegen in der vorliegenden Arbeit alle Anordnungen nur zweidimensional betrachtet werden. Dazu wird der jeweilige Motor im Querschnitt abgebildet und ein längenbezogenes Drehmoment berechnet. Das Luftspaltfeld wird dazu als homogen über die gesamte Motorlänge angenommen, so dass eine Umrechnung des längenbezogenen Drehmomentes in das Gesamtdrehmoment möglich ist. Da die Feldverzerrung an den Stirnseiten dabei vernachlässigt wird, ist diese Vereinfachung streng genommen nur bei Anordnungen zulässig, deren axiale Länge deutlich größer als ihr Durchmesser ist. Bei Radialflussmotoren ist die zweidimensionale Herangehensweise aber weit verbreitet und führt in der Regel zu Ergebnissen mit ausreichender bis guter Genauigkeit.

Als Berechnungsobjekt dient der im Abschnitt 0 vorgestellte vierzehnpolige Elektronikmotor (Motor 1). Mit dem FEM-Programmpaket MAXWELL 2d Version 11 der Firma Ansoft wird das Nutrastmoment der symmetrischen Anordnung ermittelt. Die Lage des Läufers zum Ständer wird durch Verdrehen des Läufers in kleinen Winkelschritten verändert und jeweils magnetostatisch das auf den Läufer wirkende innere Drehmoment bestimmt. Einwirkungen wie das Trägheitsmoment des Läufers werden in dieser Betrachtung nicht berücksichtigt. Die Einspeisung von Strömen ist in der numerischen Rechnung nicht vorgesehen, so dass alle auftretenden Drehmomente dem Nutrastmoment zuzuordnen sind. Die Berechnung wurde über eine Verdrehung des Läufers um zwei Polteilungen

($\Delta\vartheta = 51,43^\circ$) durchgeführt. Die Pulsationsfrequenz des Nutrastmoments ist im betrachteten Fall die 84fache Drehfrequenz. Um auch noch einen ausreichenden Bereich höherer Harmonische zu erfassen, wird als Grenzfrequenz die 7,5fache Pulsationsfrequenz bzw. die 630fache Drehfrequenz festgelegt. Nach dem Abtasttheorem ist das Drehmoment mit einer Stützstellendichte $f_{\text{abtast}} > 2 \cdot f_{\text{max}}$ zu berechnen, die dem 1260fachen der Drehfrequenz entspricht. Diese Bedingung ist erfüllt, wenn die Verdrehung über zwei Polteilungen in 180 Winkelschritten vorgenommen wird. Der Berechnungsaufwand ist zur hinreichend genauen Bestimmung des Verlaufs notwendig.

Aufgrund der geringen Amplitude des Nutrastmoments ist eine ausreichend feine Vernetzung des Lösungsgebietes sicherzustellen. Es hat sich gezeigt, dass nur die vollständige Neuvernetzung in jedem Winkelschritt eine zufrieden stellende Genauigkeit gewährleistet. Die Nutzung des transienten Berechnungsmodus mit Neuvernetzung nur im Luftspalt, der eine schnellere Lösung ermöglicht, führt nicht zum gewünschten Ergebnis. Die Berechnung wird auf einem Pentium 4 mit 3GHz Taktfrequenz und einem Arbeitsspeicher von 2GB durchgeführt. In jedem Winkelschritt erreicht das Netz im letzten Durchgang die Anzahl von etwa 250.000 Elementen. Diese hohe Anzahl Elemente ist erforderlich, um bei der Berechnung des Nutrastmomentes, das im Vergleich zum Nennmoment sehr klein ist, eine konvergierende Lösung zu erhalten. Je nach Komplexität der Geometrie und der Amplitude des Nutrastmomentes schwankt die benötigte Anzahl Elemente von Anordnung zu Anordnung. Im Bild 9-1 ist die Konvergenz des

Luftspaltdrehmomentes und die Anzahl der Dreiecke über den Iterationsschritten exemplarisch für einen Winkelschritt aufgetragen. Von einer stabilen Lösung kann tatsächlich erst nach dem 15. Durchlauf ausgegangen werden.

Dem hohen Rechenaufwand steht eine hohe Genauigkeit des berechneten Nutrastrmomentes gegenüber. Der Energiefehler, der dem Residuum zugeordnet wird, beträgt unter 0,0025%. Mit den beschriebenen Parametern und der verwendeten Rechentechnik dauert die Berechnung insgesamt etwa 40 Stunden. Bei einer Beschränkung auf die zweidimensionale Betrachtung kann durch weitere Verfeinerung der Vernetzung keine wesentliche Verbesserung der Rechengenauigkeit mehr erzielt werden. Eine zutreffendere Abbildung der realen Verhältnisse ist nur durch den Übergang auf die dreidimensionale Rechnung zu erzielen, der in dieser Arbeit aber nicht behandelt wird.

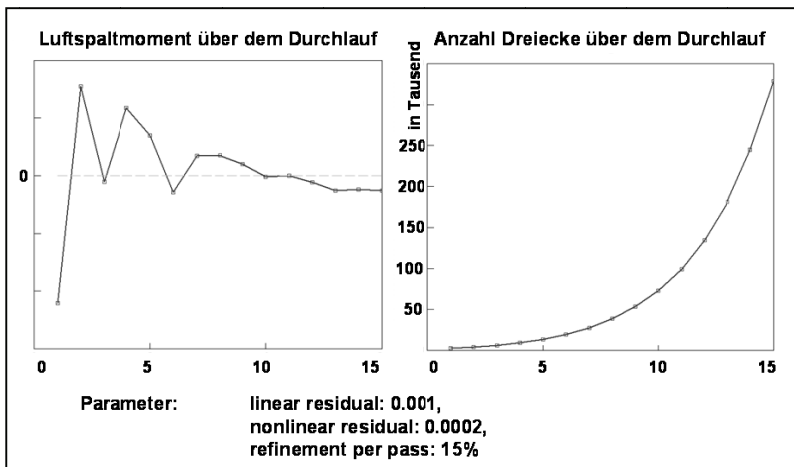


Bild 9-1: Konvergenz des numerisch berechneten Nutrastrmomentes und die Anzahl der Dreiecke über dem Durchlauf in einem Winkelschritt

Die mit dem analytischen Modell hinsichtlich der Rechentechnik unter den gleichen Randbedingungen durchgeführte Berechnung über eine Verdrehung des Motors um eine komplette Umdrehung nimmt einen Zeitraum von etwa 20 Minuten in Anspruch. Auch hier wurde das innere Drehmoment, das oft auch als Luftspaltnmoment bezeichnet wird, berechnet.

9.1.1 Symmetrische Anordnung

Die ermittelten Verläufe einer symmetrischen Anordnung sind im Bild 9-2 dargestellt und weisen eine gute Übereinstimmung auf. Das Maximum des Nutrastrmoments liegt in beiden Fällen bei etwa $M_{NR, \max} = 9 \text{ mNm}$. Die Gegenüberstellung der Amplitudenspektren zeigt ebenfalls nur geringe Abweichungen (Bild 9-3).

Die Amplituden der Nutungshauptharmonischen $\nu = \frac{2p \cdot N}{ggT[N, p]} = 84$

weichen um $\Delta \hat{M}_{NR, \nu=84} = 6\%$ voneinander ab. Die Eckdaten der beiden Berechnungsgänge sind im Bild 9-4 zusammengefasst.

Der enorme Zeitvorteil der analytischen Rechnung im Vergleich zur numerischen Rechnung bietet die Möglichkeit, eine große Anzahl Ausführungsvarianten in einem überschaubaren Zeitraum zu betrachten und bildet so die Grundlage für eine Optimierung der Motorgeometrie hinsichtlich des Nutrastrmoments. Im Folgenden werden mögliche Parameter betrachtet und die Grenzen der Anwendbarkeit des Verfahrens fixiert.

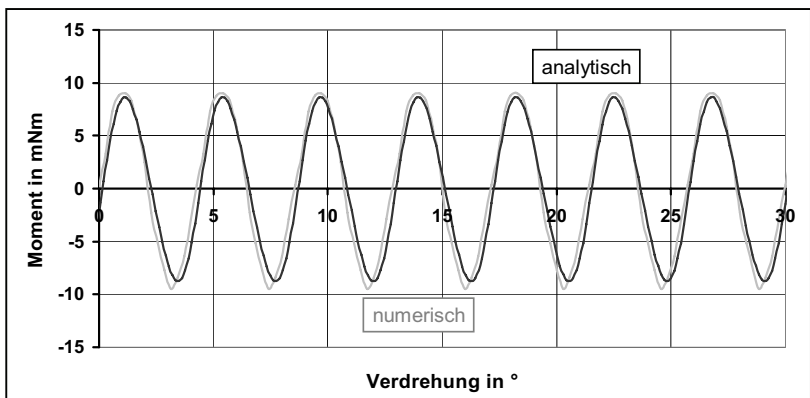


Bild 9-2: Gegenüberstellung des numerisch mit MAXWELL und mit dem Modell analytisch berechneten Nutrastmoments der symmetrischen Anordnung

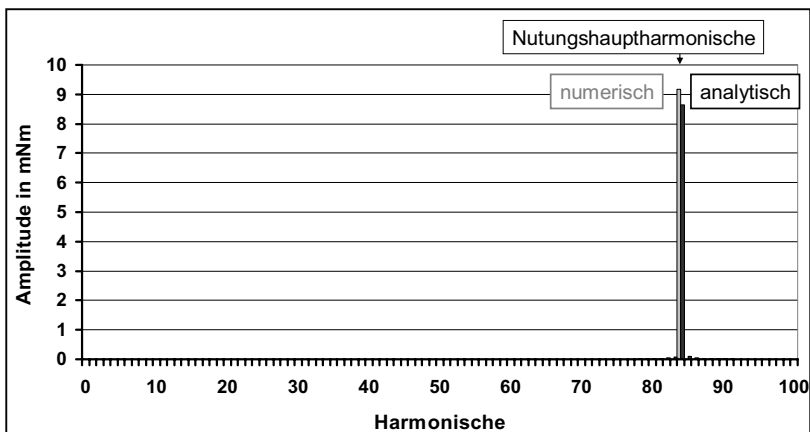


Bild 9-3: Amplitudenspektrum des numerisch und des analytisch berechneten Verlaufs des Nutrastmoments

| Verfahren | Berechnungszeit für den dargestellten Verlauf | Berechnetes maximales Nutrastrmoment | Amplitude der Nutzungsgrund- schwingung |
|------------|--|--|---|
| numerisch | ca. 40 Stunden | 9,46 mNm | 9,16 mNm |
| analytisch | ca. 20 Minuten | 8,81 mNm | 8,63 mNm |

Bild 9-4: Eckdaten der Berechnungsgänge

9.1.2 Einfluss der Nutform

Die analytische Berechnung des Luftspaltfeldes setzt eine vergleichsweise einfache Nut- bzw. Zahngeometrie voraus. Die Nutschlitzbreite und die Zahnkopfhöhe sind die wesentlichen Beschreibungsmerkmale. Die vorangegangenen Betrachtungen wurden für eine Geometrie durchgeführt, die in dieser oder ähnlicher Form sehr häufig Anwendung findet. Charakteristisch ist hierbei, dass die Zahnkopfbreite deutlich größer ist als der Querschnitt im Bereich des Zahnhalses. Weiterhin sind sowohl Zahnkopf als auch Zahnhals parallelfankig ausgeführt. Die Höhe des Zahnkopfes ist über seine Breite nicht konstant, ändert sich aber insgesamt nur wenig. Ausgehend von dieser Variante 1 (vgl. Bild 9-5) werden vier weitere Ausführungsformen numerisch betrachtet, um zu prüfen, ob sie mit dem analytischen Modell mit einer ausreichenden Genauigkeit berechenbar sind. Die Nutschlitzbreite ist dabei in allen Fällen gleich.

Die Variante 2 beinhaltet die Veränderung der Nutschlitzgeometrie. Hier sind die Nutschlitzte parallelfankig ausgeführt. Variante 3 bildet

die maximale Änderung der Zahnkopfhöhe über der Breite ab, indem der Zahnkopf dort zum Nutschlitz hin spitz zuläuft. Die Varianten 4 und 5 weisen Zähne ohne ausgeprägten Zahnkopf auf. Die Nuten der Variante 4 sind parallelf flankig, während in der Variante 5 der Zahn selber parallele Seiten besitzt. Diese beiden Geometrien finden sich in ausgeführten Motoren selten wieder und stellen eher einen theoretischen Extremfall dar, der zum Abstecken der Systemgrenzen dient.

Die numerisch berechneten Nutrastrmomente sind in ihrem Verlauf im Bild 9-6 dargestellt und im Bild 9-5 verglichen. Die Abweichung zwischen Variante 1 und Variante 2 ist minimal. Die Nutschlitzgeometrie hat bei den üblicherweise verwendeten Schlitzbreiten also keinen wesentlichen Einfluss auf die Berechnung des Nutrastrmomentes. Liegen sehr kleine Nutschlitzte vor, ist die Verengung möglicherweise mit einer korrigierten, kleineren Schlitzbreite zu berücksichtigen. Allerdings sind gerade bei kleinen Nutschlitzten Verengungen in Hinblick auf die Bewicklung nicht sinnvoll.

Deutlich gravierender ist der Einfluss des spitz zulaufenden Zahnkopfes (Variante 3). Aufgrund der abnehmenden Höhe sind insbesondere im Bereich der Zahnkopfkanten hohen Flussdichten bis hin zur Sättigung festzustellen. Der daraus resultierende, im Vergleich zur Originalanordnung erhöhte magnetische Widerstand führt zu höheren magnetischen Spannungsabfällen im Zahn und letztendlich zu einem geringeren Fluss.






| | 1 Original Geo- metrie | 2 Parallel- flankige Nut- schlitze | 3 Spitz- zulau- fende Zähne | 4 Massive Zähne mit parallel- flan- kigen Nuten | 5 Massive parallel- flankige Zähne |
|---|---|---|---|---|---|
| Geometrie |  |  |  |  |  |
| Permanent- magnet- erregter Fluss Φ_{PM} in mWb | 0,1991 | 0,1988 | 0,1939 | 0,2019 | 0,2026 |
| Φ_{PM} in % | 100,0 | 99,8 | 97,4 | 101,4 | 101,8 |
| Maximales Nutrastmome- nt \hat{M}_{NR} in Nm | 9,46 | 9,04 | 6,83 | 10,31 | 10,15 |
| \hat{M}_{NR} in % | 100,0 | 95,6 | 72,2 | 109,0 | 107,3 |
| Amplitude der Nutungs- grund- schwingung $\hat{M}_{NR, v=84}$ in Nm | 9,16 | 9,18 | 6,67 | 10,16 | 10,02 |
| $\hat{M}_{NR, v=84}$ in % | 100,0 | 100,2 | 72,8 | 110,9 | 109,4 |

Bild 9-5: Gegenüberstellung der betrachteten Nutformen und der numerisch berechneten Nutrastmomente

Gleichzeitig ist die vorhandene Zahnbreite für die Leitung des magnetischen Flusses nicht als voll wirksam anzusehen, da die Zahnkopfkanten aufgrund ihres geringen Querschnitts schon durch einen vergleichsweise geringen Anteil vollständig gesättigt werden.

Eine Abbildung der Verhältnisse wird durch eine virtuelle Vergrößerung des Nutschlitzes erreicht. Dazu wird ein Teil der Zahnkopfbreite (α_{ZK}' , siehe Bild 9-7), die über den Zahnhals hinausragt, dem Nutschlitz (α_{NS}) zugeordnet.

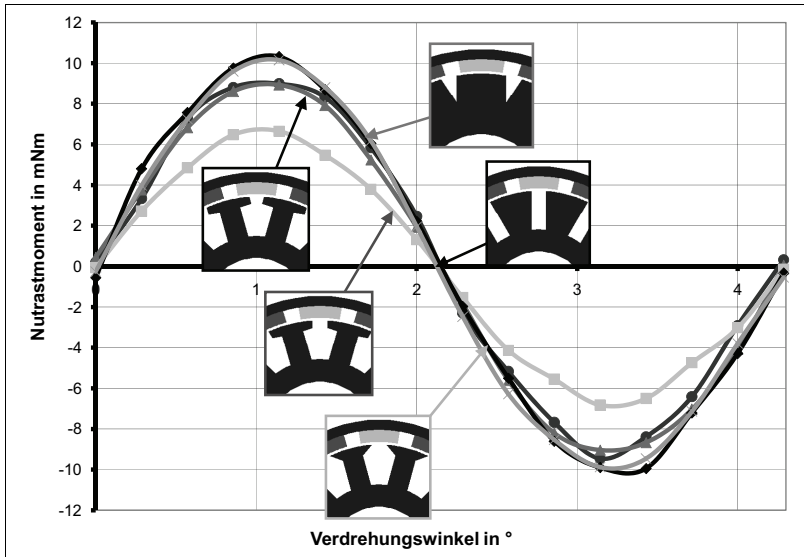


Bild 9-6: Der Einfluss der Nutform auf den Verlauf des numerisch berechneten Nutrastrmoments

Im vorliegenden Fall erzielt man eine gute Übereinstimmung zwischen numerischer und analytischer Rechnung, wenn jeweils 10% der Zahnkopfbreite dem Nutschlitz zugeschlagen werden:

$$\alpha_{NS,neu} = \alpha_{NS} + 2 \cdot \alpha_{ZK}' \cdot 10\% = 8,6^\circ.$$

Das mit dieser Vorgabe analytisch berechnete Nutrastrmoment weist in seiner Grundschiwingung eine Amplitude von $\hat{M}_{NR, \nu=84} = 6,8 \text{ mNm}$ auf und weicht damit nur knapp 2% vom numerisch berechneten Moment ab (vgl. dazu die Variation der Nutschlitzbreiten im Abschnitt 9.2.2).

Der Umfang der Korrektur ist vom Grad der Sättigung abhängig und erfordert im Zweifelsfall punktuell eine numerische Feldberechnung zur Abschätzung.

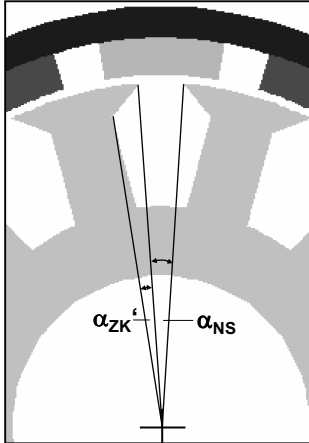


Bild 9-7: Winkel zur Korrektur der Nutschlitzbreite bei stark gesättigten Zähnen

Die Varianten 4 und 5 zeichnen sich durch massive Zähne aus. Die Nutschlitze der Variante 4 sind parallelfankig angeordnet, so dass sich der flusstragende Querschnitt des Zahns zur Drehachse hin verjüngt. Im Gegensatz dazu besitzt die Variante 5 parallelfankige Zähne mit konstantem flusstragendem Querschnitt. Entsprechend ist der permanentmagneterregte Fluss bei dieser Ausführung am größten. Die Nutrastmomente beider Varianten sind aufgrund der im Vergleich zur Originalanordnung größeren Flüsse etwas höher als bei den restlichen Geometrien. Die Abweichungen betragen im

Vergleich zum Original weniger als 10% und liegen damit im Bereich der Rechengenauigkeit des Modells.

Zusammenfassend ist festzuhalten, dass die Veränderung der Nutgeometrie nur zu geringen Abweichungen in der Berechnung des Nutrastmomentes und des permanentmagneterregten Flusses führt, solange die flusstragenden Querschnitte vergrößert und damit die Flussdichten im Material gesenkt werden. Eine Verringerung der Querschnitte, die zu einer Erhöhung der Flussdichten und einer Verschärfung der Sättigungsverhältnisse führt, zieht größere Differenzen nach sich, die durch eine virtuelle Korrektur der Nutschlitzbreite zu korrigieren sind.

9.2 Variation von Geometrieparametern

9.2.1 Unsymmetrische Anordnung durch radiale Verschiebung eines Magneten

Die radiale Verschiebung bzw. Verdrehung eines Magnetsegmentes aus seiner Idealposition ist besonders bei oberflächenmontierten Magneten ein aufgrund der Fertigungstoleranzen nicht selten auftretendes Phänomen. Das permanentmagneterregte Luftspaltfeld ist im Idealfall über dem Läuferumfang periodisch ausgebildet. Durch die Verschiebung um $\Delta\alpha_{PM,n}$ erhält man eine unsymmetrische Anordnung und die Periodizität wird gestört.

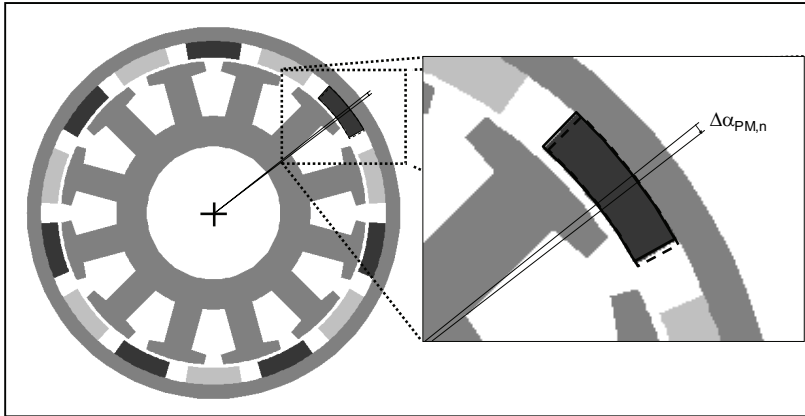


Bild 9-8: Verschiebung eines Magnetsegmentes

Diese Störung beeinflusst den Verlauf des Nutrastmomentes (Bild 9-9). Im Amplitudenspektrum wird eine Zunahme von Harmonischen mit kleinerer Ordnungszahl als der Nutungshauptharmonischen beobachtet (Bild 9-10). Die erste Harmonische, die mit nennenswerter Amplitude auftritt, ist die Zwölfte. Diese entspricht der Nutzahl und spiegelt die Unregelmäßigkeit in der Anordnung der Pole bzw. in ihrem Zusammenwirken mit den Nuten wieder. Folgerichtig treten weiterhin ganzzahlige Vielfache der zwölften Harmonischen auf (24., 36., 48., 60. und 72.).

Der Vergleich der Amplitudenspektren (Bild 9-10 und Bild 9-11) zeigt mit einer Abweichung um $\Delta \hat{M}_{NR, \nu=84} = 9,2\%$ eine gute Übereinstimmung der Nutungshauptharmonischen. Die maximalen Nutrastmomente unterscheiden sich um $\Delta \hat{M}_{NR, \max} = 6,3\%$.

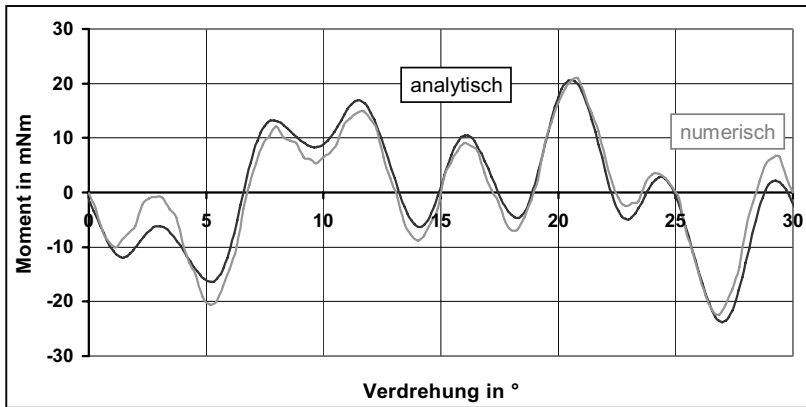


Bild 9-9: Gegenüberstellung der numerisch und analytisch berechneten Verläufe des Nutrastmoments bei radialer Verdrehung eines Magnetsegmentes um 1°

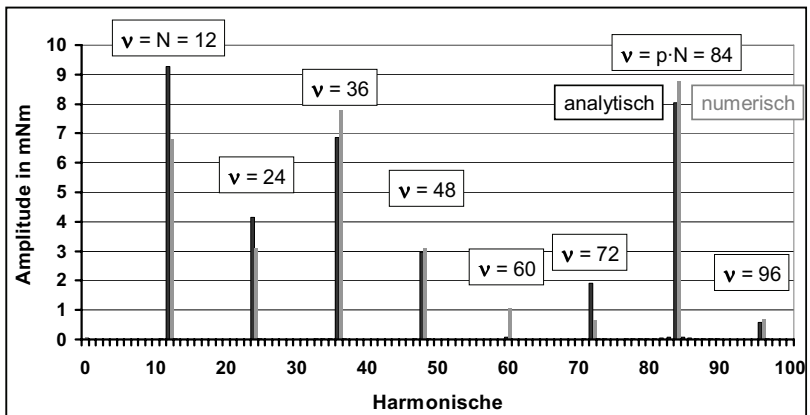


Bild 9-10: Amplitudenspektrum des numerisch und des analytisch berechneten Verlaufs des Nutrastmoments bei radialer Verdrehung eines Magnetsegmentes um 1°

Deutliche Unterschiede sind in den Amplituden der Harmonischen geringerer Ordnungszahlen zu beobachten. Die Verschiebung der Pole, die in der analytischen Berechnung durch eine lokale Koordinatenverschiebung umgesetzt ist, wird qualitativ nicht

vollständig nachgebildet. So werden zwar alle auftretenden Ordnungszahlen richtig bestimmt, die Amplituden sind aber im Vergleich zur numerischen Rechnung mit einer Abweichung behaftet.

| Verfahren | Berechnetes maximales Nutrastmoment | Amplitude der Nutungsgrund- schwingung |
|------------|---|--|
| FEM | 22,4 mNm | 8,78 mNm |
| analytisch | 23,8 mNm | 8,04 mNm |

Bild 9-11: Zusammenstellung der Nutrastmomente bei unsymmetrischer Anordnung

Zwischen dem numerisch und dem analytisch berechneten Verlauf zeigen sich insgesamt nur geringe Unterschiede. Aus Gründen der Periodizität ist eine Berechnung über eine Verdrehung um eine Nutteilung erforderlich, wodurch bei numerischem Herangehen etwa 180 Stunden und analytisch etwa 20 Minuten Rechenzeit benötigt werden. Eine qualitative Aussage zum Einfluss einer Unsymmetrie in der Anordnung der Pole auf das Nutrastmoment ist sicher zu treffen. Neben den in den vorhergehenden Abschnitten dargestellten Übereinstimmungen beim Nutrastmoment symmetrischer Anordnungen, der induzierten Spannung und dem Betriebsverhalten des realen Motors ist dies ein weiterer Hinweis auf die Treffsicherheit und die Qualität der Modellierung. Insbesondere das Konzept der Abbildung des Nutungseinflusses auf das Luftspaltfeld mittels der im Abschnitt 4.3.2 vorgestellten Nutungskoeffizienten findet hier Bestätigung, da der Verlauf des Nutrastmomentes eng mit der

Verteilung der Normal- und der Tangentialkomponente des Luftspaltfeldes auf der Ständeroberfläche verknüpft ist.

9.2.2 Variation der Nutschlitzbreite

Ein Ansatzpunkt zur Minimierung des Nutrastmomentes bei symmetrischer Magnetanordnung ist die Anpassung der Nutschlitzbreite. Ungünstig gewählte Abmessungen provozieren hohe Nutrastmomente, während mit geeigneten Breiten eine Reduzierung um Größenordnungen möglich ist. Für den betrachteten Motor wurde die Variation sowohl numerisch mit FEM als auch analytisch mit dem Modell durchgeführt und die Ergebnisse gegenübergestellt (siehe Bild 9-12).

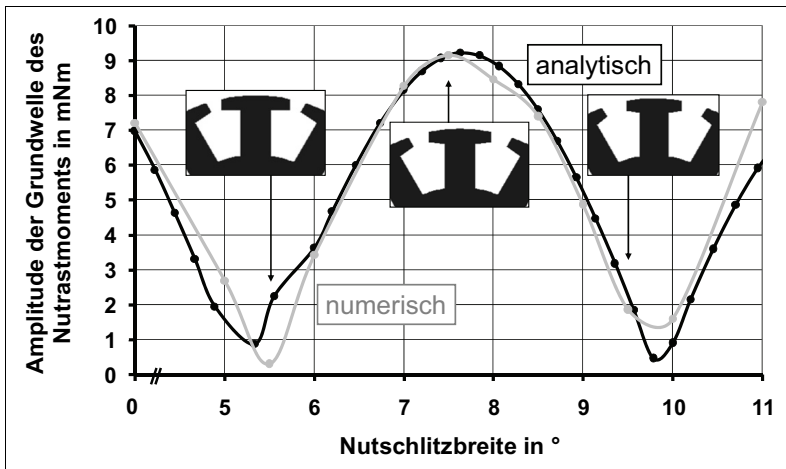


Bild 9-12: Gegenüberstellung der Amplituden der Nutungsharmonischen ($\nu = 84$) bei unterschiedlichen Nutschlitzbreiten aus der numerischen Berechnung und aus dem analytischen Modell

Nachdem in den vorigen Abschnitten die gute Übereinstimmung der zeitlichen Verläufe zwischen analytisch und numerisch berechnetem

Moment gezeigt wird, findet hier ein Vergleich der Amplitude der Nutungsharmonischen ($\nu = 84$, vgl. Abschnitt 0) statt. Die sehr zeitaufwändige numerische Berechnung wurde nur für ausgewählte Punkte durchgeführt.

Die Verläufe zeigen eine gute Übereinstimmung besonders im Bereich der Maxima, wo sie praktisch aufeinander liegen. Abweichungen sind bei kleineren Amplituden zu beobachten, wo bezogen auf die maximale Amplitude in einem Punkt ein Unterschied von 20% auftritt. In allen anderen Bereichen sind die Differenzen deutlich geringer und bei Nutschlitzbreiten zwischen 6° und $9,5^\circ$ ist sogar eine sehr gute Übereinstimmung festzustellen. Bei Nutschlitzbreiten über $10,5^\circ$ driften die numerisch und die analytisch berechnete Kurve deutlich auseinander. Ist der Nutschlitz größer als

ein Drittel der Nutteilung ($\frac{\alpha_{NS}}{\alpha_N} > \frac{1}{3}$), wird die Amplitude der

Nutungsgrundschwingung quantitativ mit einem zunehmendem Fehler berechnet. Aus dem qualitativen Verlauf der Amplitude der Nutungsgrundwelle als Funktion der Nutschlitzbreite sind aber auch dann noch Rückschlüsse auf die Veränderung des Nutrastmomentes bei Veränderung des Nutschlitzes möglich. Da derart große Schlitzbreiten als Ausnahme zu betrachten sind, stellt die Fokussierung auf kleinere Nutschlitze keine wesentliche Einschränkung dar.

Bis zur kleinsten betrachteten Breite von 4° wurden keine größeren Abweichungen zwischen numerischer und analytischer Rechnung festgestellt.

9.3 Beispiel einer Anordnung mit angepasster Nutschlitzbreite

Abschließend wird eine Anordnung vorgestellt, deren Nutschlitzbreite auf ein geringes Nutrastmoment angepasst ist. Es handelt sich um einen Außenläufermotor (Bild 9-14) für eine Leistung von einigen kW. Die relevanten Motordaten sind im Bild 9-13 zusammengefasst.

| | |
|------------------------|----------------------------------|
| Läuferaußendurchmesser | $d_{al} = 90,0\,mm$ |
| Läufergesamtlänge | $l_L = 45,0\,mm$ |
| Magnetmaterial | Neodym-Eisen-Bor, $B_r = 0,7\,T$ |
| Polpaarzahl | $p = 5$ |
| Luftspaltlänge | $\delta = 0,5\,mm$ |
| Nutzahl | $N = 12$ |
| Nutschlitzbreite | $\alpha_{NS} = 6,2^\circ$ |
| Polbedeckung | $\alpha_p = 0,8$ |

Bild 9-13: Ausgewählte Daten zum Motor 3

Für Nutschlitzbreiten von $\alpha_{NS} = 3,9^\circ$ bis $\alpha_{NS} = 9,0^\circ$ wurde mit dem analytischen Modell das Nutrastmoment berechnet. Es erfolgte weiterhin eine numerische Modellierung der vorhandenen Anordnung. Die ermittelten Amplituden der Grundschiwingung des Nutrastmomentes sind im Bild 9-15 gegenübergestellt.

Das Nutrastmoment des Motors 3 befindet sich nahe am Minimum, das bei einer Schlitzbreite von $\alpha_{NS} = 7,2^\circ$ erreicht wird. Die Dimensionierung des Nutschlitzes ist immer von mehreren Faktoren beeinflusst, von denen neben dem Nutrastmoment die Stärke des einzulegenden Drahtes und die zu erreichende Flussdichte im Luftspalt eine besondere Rolle spielen.

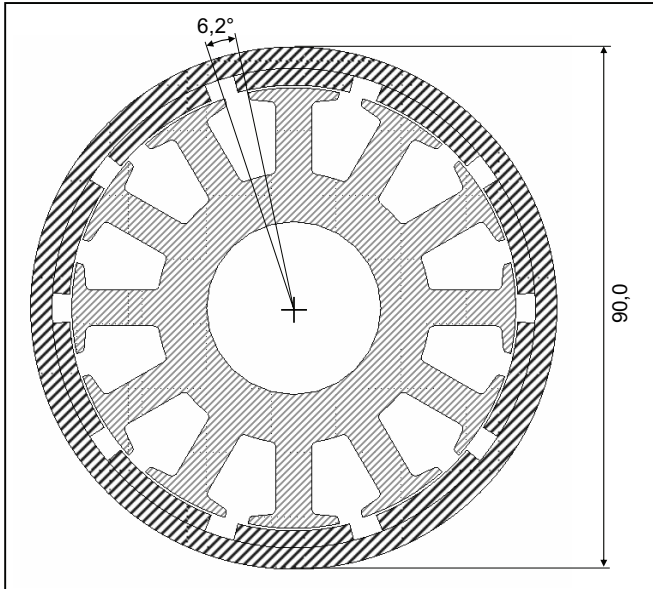


Bild 9-14: Querschnitt des Motors 3

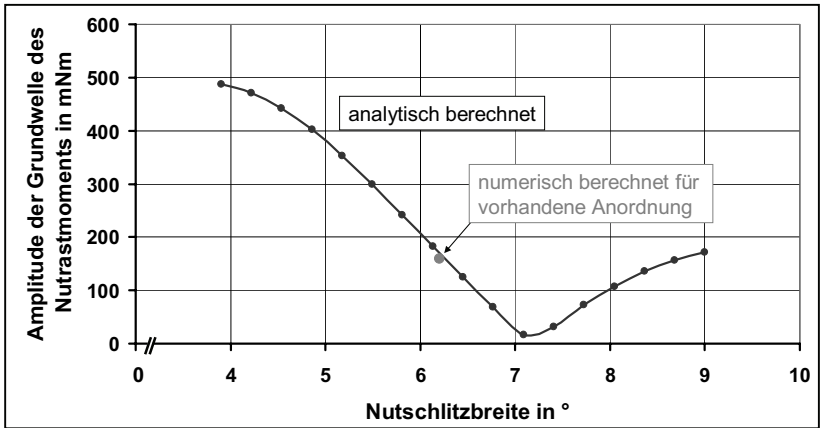


Bild 9-15: Analytisch berechnetes Nutrastrastmoment bei Variation der Nutschlitzbreite und numerisch bestimmtes Nutrastrastmoment der ausgeführten Anordnung

Die Abmessungen des Nutschlitzes stellen letztlich einen aus verschiedenen Zwängen motivierten Kompromiss dar, so dass eine für ein geringes Nutrastrmoment optimale Breite nur selten realisiert wird. Umso wichtiger ist die Abschätzung der Vor- und Nachteile, die eine Änderung der Schlitzbreite aus anderen Gründen nach sich zieht. So würde zum Beispiel eine Verringerung der Nutschlitzbreite, die durch eine Veränderung der Wickeltechnik ermöglicht wird, im vorliegenden Fall zu einem etwas größeren Luftspaltfluss führen. Das wirkt sich auf den ersten Blick positiv auf die Ausnutzung der Maschine aus. Gleichzeitig wäre aber mit einem überdimensionalen Anstieg des Nutrastrmoments zu rechnen. Im entgegengesetzten Fall wäre eine Vergrößerung der Nutschlitzbreite, die zunächst nachteilig erscheint, mit einer Reduzierung des Nutrastrmoments verbunden.

10 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dem Entwurf von Elektronikmotoren und der dynamischen Simulation ihres Betriebsverhaltens. Mit dem entwickelten Programm und dem darin enthaltenen Motormodell ist die Behandlung von Innen- und Außenläufermotoren in genuteter Ausführung oder mit Luftspaltwicklung möglich. Die Betrachtung beschränkt sich auf dreiphasige Anordnungen mit oberflächenmontierten Magneten. Die schriftliche Arbeit stellt zusammen mit dem Programmpaket ein Werkzeug dar, das einen Erstentwurf eines permanenterregten bürstenlosen Motors unter gegebenen Randbedingungen ermöglicht.

Kernstück der Arbeit ist ein analytisches Modell zur Beschreibung des Elektronikmotors. Die analytische Berechnung des Luftspaltfeldes durch Anwendung der Magnetladungstheorie stellt für die betrachtete Gruppe von Motoren eine Alternative zur zeit- und rechenintensiven numerischen Feldberechnung dar und ermöglicht vergleichsweise schnelle Lösungen von hinreichender Genauigkeit. Dieser Vorteil kommt zum einen insbesondere bei der Betrachtung dynamischer Vorgänge zum Tragen, die eine Berechnung über einen ausreichend langen Zeitraum erfordern. Zum andern bietet sich die Berechnung einer großen Anzahl von Varianten unter Ausnutzung der Zeitersparnis zum Beispiel für eine Optimierung des Nutrustrommoments an. Die Berücksichtigung des Nutungseinflusses, der durch die Magnetladungstheorie nur schlecht erfasst werden kann, wurde durch Einführung einer Abbildungsvorschrift mittels einer Formfunktion umgesetzt. Das gewählte Verfahren zur Bestimmung des

Luftspaltfeldes grenzt den Anwendungsbereich auf Anordnungen mit oberflächenmontierten Magneten ein. Auf die Berechnung der induzierten Spannungen in den Strängen und des Drehmoments wird speziell eingegangen. Die Zusammenhänge werden in der Arbeit ausführlich hergeleitet.

Die Abbildung der elektrischen und mechanischen Größen erfolgte durch konsequente Umsetzung des bekannten Formelapparates zur Beschreibung der elektrischen Maschinen. Dabei wird die Motor-elektronik nur soweit abgebildet, wie es zur Erzeugung der Verläufe der speisenden Ströme bzw. Spannungen notwendig ist.

Aufbauend auf dem analytischen Modell wurde ein rechnergestütztes Entwurfsverfahren entwickelt, das nach Vorgabe einer Mindestanzahl an Parametern einen Erstentwurf bereitstellt. Neben dem angestrebten Arbeitspunkt bzw. den Arbeitspunkten sind in erster Linie Angaben zu den technologischen Randbedingungen wie verfügbarer Bauraum und Materialparameter erforderlich.

Danach wird sowohl die Auslegung des magnetischen Kreises als auch die Wicklungsauslegung in mehreren iterativen Schleifen umgesetzt. Die Abbruchbedingungen der Schleifen sind unter anderem Vorgaben für die effektive Stromdichte in der Ständerwicklung, die Flussdichten im Ständer- und im Läuferjoch und damit auch der wirtschaftliche Einsatz von Magnetmaterial und Kupfer. Sie werden zwar im Programm vorgegeben, können aber zur Anpassung der Lösung durch den Bediener zum Teil verändert werden. Ein Beispiel dafür sind die Flussdichten im Ständer- und im Läuferjoch, deren Vorgabewerte bei Bedarf zu korrigieren sind.

Es werden Gesichtspunkte zur Wahl der Ausführungsform diskutiert, um den Bediener bei der Entscheidung für eine Konfiguration zu unterstützen. Wichtige Aspekte sind das Ansteuerverfahren, die Auswahl des Magnetmaterials, die Nutzung des Ständers und die Anordnung der Hauptelemente. Je nach Anwendungsfall zeigen sich in jedem dieser Punkte spezielle Vor- und Nachteile, die abzuwägen sind.

Die Auswahl des Ansteuerverfahrens für eine gegebene Magnetkonfiguration bestimmt wesentlich die Oberwelligkeit des Drehmoments. Unter dem gleichen Gesichtspunkt ist die Entscheidung zu treffen, ob der Ständer genutzt oder ungenutzt ausgeführt wird. Ausführungen mit Luftspaltwicklungen weisen keine Nutrastrmomente auf, stellen aber in der Regel höhere Anforderungen an die Fertigung als in Nuten eingelegte Wicklungen. Zusätzlich bedingen sie den Einsatz von Hochenergiemagneten, da durch den vergleichsweise großen magnetischen Luftspalt mit anderen Materialien, wie zum Beispiel Ferrit-Magneten, bei vergleichbaren Motorbauraum kaum noch eine ausreichende Luftspaltflussdichte gewährleistet wird. Die Anordnung der Hauptelemente hat zumeist technologische und durch die Einbausituation bedingte Hintergründe. Innenläufer zeichnen sich durch eine vergleichsweise hohe Dynamik aus, während der Vorteil der Außenläufer aufgrund ihres bei gleichen Außenabmessungen größeren Trägheitsmoments in ihrer Laufruhe liegt. Deutliche Unterschiede zeigen sich auch bei der Abführung der Verluste. Der Ständer, in dem der Großteil der Verluste entsteht, ist beim Innenläufer thermisch günstig am Motorumfang angeordnet, während er beim Außenläufer im Motorinneren liegt.

Die Treffsicherheit des Modells wird durch Messungen an zwei ausgeführten Elektromotoren belegt. An einem Außenläufer wurden die induzierte Spannung im Strang und das Nutrastrmoment gemessen und den berechneten Verläufen aus dem Modell und der numerischen Berechnung gegenübergestellt. An einem Innenläufer erfolgte ein Vergleich von oszillografierten und berechneten Strömen und Spannungen. Der Abgleich des berechneten und gemessenen Betriebsverhalten rundet die Betrachtung ab. In allen Fällen bildet das Modell die realen Gegebenheiten mit hinreichender Genauigkeit ab und stellt deshalb ein Werkzeug zur Simulation der betrachteten Gruppe von Elektromotoren dar.

Besondere Vorteile ergeben sich durch die Möglichkeit, den Einfluss der Nutschlitzbreite und den Einfluss von Unsymmetrien in der Anordnung der Permanentmagnete mit hinreichender Genauigkeit vorherzusagen. Die im Vergleich zur numerischen Modellierung sehr geringen Rechenzeiten begünstigen die Betrachtung einer größeren Anzahl von Varianten im Rahmen der Magnetkreisoptimierung. Damit wird in kürzester Zeit eine Entscheidungsgrundlage geschaffen, die die Diskussion der Vor- und Nachteile einer Geometrieänderung ermöglicht. Wenn erforderlich, ist eine Optimierung mit dem Ziel eines minimalen Nutrastrmomentes möglich.

11 Anhang

11.1 Die empirisch ermittelten Nutungskoeffizienten

Die Formfunktionen wurden durch eine Spline-Interpolation erzeugt (Bild 11-1). Die dazu verwendeten Stützstellen sind in den Tabellen Bild 11-2 und Bild 11-3 aufgetragen.

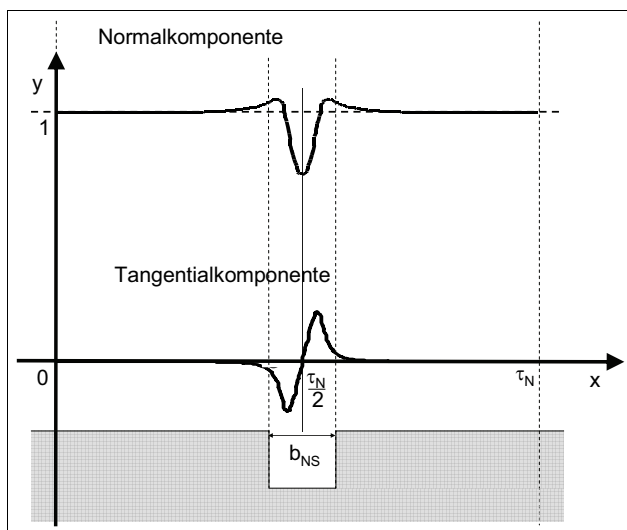


Bild 11-1: Beispiel der Formfunktionen zur Abbildung der Normal- und der Tangentialkomponente

| x | y |
|---|---------------------------------------|
| 0 | 1 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_1) \cdot \frac{1}{4}$ | 1 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_1) \cdot \frac{5}{8}$ | 1 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_1) \cdot \frac{27}{32}$ | 1 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_1) \cdot \frac{28}{32}$ | 1 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_1) \cdot \frac{30}{32}$ | 1 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_1) \cdot \frac{31}{32}$ | $(6 + k_2) \cdot \frac{1}{7}$ |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_1) \cdot \frac{63}{64}$ | $(3 + k_2) \cdot \frac{1}{4}$ |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_1)$ | k_2 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{12} \cdot 5)$ | $(3 + k_3) \cdot \frac{1}{4}$ |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{12} \cdot 3)$ | $(1 + 4 \cdot k_3) \cdot \frac{1}{5}$ |
| $\frac{\tau_N}{2}$ | k_3 |

Bild 11-2: Stützstellen Normalkomponente

| x | y |
|---|---------------------------|
| 0 | 0 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_5) \cdot \frac{2}{4}$ | 0 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_5) \cdot \frac{3}{4}$ | 0 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_5) \cdot \frac{13}{16}$ | 0 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_5) \cdot \frac{14}{16}$ | $\frac{k_4}{30}$ |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_5) \cdot \frac{15}{16}$ | $\frac{k_4}{20}$ |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{2} \cdot k_5)$ | k_4 |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{12} \cdot k_5 \cdot 5)$ | $\frac{k_4}{12} \cdot 10$ |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{3} \cdot k_5)$ | $\frac{k_4}{3} \cdot 2$ |
| $(\frac{\tau_N}{2} - \frac{b_{NS}}{4} \cdot k_5)$ | $\frac{k_4}{2}$ |
| $\frac{\tau_N}{2}$ | 0 |

Bild 11-3: Stützstellen Tangentialkomponente

In guter Näherung kann der Koeffizient k_1 immer als $k_1=1,01$ und der Koeffizient k_5 immer als $k_5=0,99$ angenommen werden. Die Koeffizienten k_2 bis k_3 werden durch dreidimensionale Polynome fünfter Ordnung in Abhängigkeit von der Nutschlitzbreite und der mittleren Flussdichte auf der luftspaltseitigen Ständeroberfläche beschrieben:

$$\begin{aligned}
 k_n(b_{NS}, \bar{B}_S) = & p_{00} + p_{10} \cdot b_{NS} + p_{01} \cdot \bar{B}_S + p_{20} \cdot (b_{NS})^2 + p_{11} \cdot b_{NS} \cdot \bar{B}_S + p_{02} \cdot (\bar{B}_S)^2 \\
 & + p_{30} \cdot (b_{NS})^3 + p_{21} \cdot (b_{NS})^2 \cdot \bar{B}_S + p_{12} \cdot b_{NS} \cdot (\bar{B}_S)^2 + p_{03} \cdot (\bar{B}_S)^3 \\
 & + p_{40} \cdot (b_{NS})^4 + p_{31} \cdot (b_{NS})^3 \cdot \bar{B}_S + p_{22} \cdot (b_{NS})^2 \cdot (\bar{B}_S)^2 + p_{13} \cdot b_{NS} \cdot (\bar{B}_S)^3 \\
 & + p_{04} \cdot (\bar{B}_S)^4 + p_{50} \cdot (b_{NS})^5 + p_{41} \cdot (b_{NS})^4 \cdot \bar{B}_S + p_{32} \cdot (b_{NS})^3 \cdot (\bar{B}_S)^2 \\
 & + p_{23} \cdot (b_{NS})^2 \cdot (\bar{B}_S)^3 + p_{14} \cdot b_{NS} \cdot (\bar{B}_S)^4 + p_{05} \cdot (\bar{B}_S)^5
 \end{aligned}$$

Die Polynome wurden mit dem Surface-Fitting-Tool von Matlab ermittelt. Die Ergebnisse sind in den folgenden Abbildungen Bild 11-4, Bild 11-5 und Bild 11-6 dargestellt.

Linear model Poly55:

$$\begin{aligned} f(x,y) = & p00 + p10*x + p01*y + p20*x^2 + p11*x*y + p02*y^2 + p30*x^3 + \\ & p21*x^2*y \\ & + p12*x*y^2 + p03*y^3 + p40*x^4 + p31*x^3*y + p22*x^2*y^2 \\ & + p13*x*y^3 + p04*y^4 + p50*x^5 + p41*x^4*y + p32*x^3*y^2 \\ & + p23*x^2*y^3 + p14*x*y^4 + p05*y^5 \end{aligned}$$

where x is normalized by mean 0.2254 and std 0.1035

and where y is normalized by mean 0.6491 and std 0.2048

Coefficients (with 95% confidence bounds):

p00 = 2.871 (2.846, 2.895)
p10 = 0.1266 (0.07929, 0.174)
p01 = -0.5466 (-0.5942, -0.499)
p20 = -0.07618 (-0.1128, -0.03956)
p11 = 0.2727 (0.2423, 0.303)
p02 = 0.2558 (0.2189, 0.2928)
p30 = 0.03059 (-0.02212, 0.0833)
p21 = 0.05479 (0.01302, 0.09656)
p12 = -0.1747 (-0.2169, -0.1326)
p03 = 0.2443 (0.1909, 0.2977)
p40 = -0.005683 (-0.01864, 0.007271)
p31 = -0.01259 (-0.02387, -0.001303)
p22 = -0.007415 (-0.0186, 0.003765)
p13 = -0.1622 (-0.1738, -0.1507)
p04 = -0.1235 (-0.1366, -0.1103)
p50 = 0.0009474 (-0.014, 0.0159)
p41 = 0.003701 (-0.009257, 0.01666)
p32 = -0.01153 (-0.02423, 0.001172)
p23 = -0.02042 (-0.03317, -0.007668)
p14 = 0.09839 (0.08511, 0.1117)
p05 = -0.0826 (-0.0978, -0.0674)

Goodness of fit:

SSE: 130.9

R-square: 0.8203

Adjusted R-square: 0.8189

RMSE: 0.2284

Bild 11-4: Ergebnisse aus dem Matlab Surface-Fitting-Tool für den Koeffizienten

k_2

Linear model Poly55:

$$f(x,y) = p00 + p10*x + p01*y + p20*x^2 + p11*x*y + p02*y^2 + p30*x^3 + p21*x^2*y$$

$$+ p12*x*y^2 + p03*y^3 + p40*x^4 + p31*x^3*y + p22*x^2*y^2 + p13*x*y^3 + p04*y^4 + p50*x^5 + p41*x^4*y + p32*x^3*y^2 + p23*x^2*y^3 + p14*x*y^4 + p05*y^5$$

where x is normalized by mean 0.225 and std 0.1039

and where y is normalized by mean 0.65 and std 0.205

Coefficients (with 95% confidence bounds):

p00 = 0.553 (0.5521, 0.5539)
p10 = 0.007389 (0.005582, 0.009195)
p01 = 0.009882 (0.008082, 0.01168)
p20 = 0.00107 (-0.0003281, 0.002469)
p11 = 0.002411 (0.001262, 0.00356)
p02 = 0.01038 (0.008984, 0.01177)
p30 = -0.0003816 (-0.002406, 0.001643)
p21 = 0.002048 (0.0004568, 0.003639)
p12 = 0.00373 (0.002144, 0.005316)
p03 = -0.004512 (-0.006516, -0.002508)
p40 = 7.733e-005 (-0.0004211, 0.0005758)
p31 = -0.0001037 (-0.0005363, 0.0003289)
p22 = -0.0004588 (-0.0008824, -3.521e-005)
p13 = -0.002827 (-0.003258, -0.002395)
p04 = -0.004471 (-0.004966, -0.003976)
p50 = -1.197e-005 (-0.0005901, 0.0005662)
p41 = -1.832e-005 (-0.0005169, 0.0004802)
p32 = 0.0002012 (-0.0002827, 0.000685)
p23 = -0.001133 (-0.001616, -0.0006501)
p14 = -0.003317 (-0.003812, -0.002822)
p05 = -0.0006529 (-0.001223, -8.304e-005)

Goodness of fit:

SSE: 0.1926

R-square: 0.5884

Adjusted R-square: 0.5851

Bild 11-5: Ergebnisse aus dem Matlab Surface-Fitting-Tool für den Koeffizienten

k_3

Linear model Poly55:

$$f(x,y) = p00 + p10*x + p01*y + p20*x^2 + p11*x*y + p02*y^2 + p30*x^3 + p21*x^2*y + p12*x*y^2 + p03*y^3 + p40*x^4 + p31*x^3*y + p22*x^2*y^2 + p13*x*y^3 + p04*y^4 + p50*x^5 + p41*x^4*y + p32*x^3*y^2 + p23*x^2*y^3 + p14*x*y^4 + p05*y^5$$

where x is normalized by mean 0.2255 and std 0.1038

and where y is normalized by mean 0.6502 and std 0.2053

Coefficients (with 95% confidence bounds):

p00 = 2.501 (2.454, 2.548)
 p10 = 0.2282 (0.1367, 0.3196)
 p01 = -0.3892 (-0.4806, -0.2979)
 p20 = -0.06077 (-0.1316, 0.01001)
 p11 = 0.2642 (0.2059, 0.3225)
 p02 = 0.2677 (0.1969, 0.3384)
 p30 = 0.01227 (-0.08998, 0.1145)
 p21 = 0.0175 (-0.06302, 0.09801)
 p12 = -0.3455 (-0.4261, -0.2649)
 p03 = 0.1114 (0.009242, 0.2135)
 p40 = -0.02403 (-0.04921, 0.001152)
 p31 = -0.02196 (-0.04383, -0.0001036)
 p22 = 0.01105 (-0.01045, 0.03256)
 p13 = -0.1406 (-0.1625, -0.1186)
 p04 = -0.1736 (-0.1988, -0.1484)
 p50 = 0.005597 (-0.02355, 0.03475)
 p41 = 0.01637 (-0.008787, 0.04153)
 p32 = -0.01795 (-0.04248, 0.006582)
 p23 = -0.01678 (-0.04131, 0.007742)
 p14 = 0.1694 (0.1442, 0.1946)
 p05 = -0.05527 (-0.08441, -0.02613)

Goodness of fit:

SSE: 492.2

R-square: 0.5819

Adjusted R-square: 0.5786

Bild 11-6: Ergebnisse aus dem Matlab Surface-Fitting-Tool für den Koeffizienten

k_4

11.2 Abschätzung des Fehlers bei ausschließlicher Verwendung des Wicklungsfaktors der Grundschiwingung

Im Abschnitt 7.1.4.2 wird der Wicklungsfaktor der Grundschiwingung zur Berechnung des Gesamtdrehmomentes herangezogen. Der so entstehende Fehler wird abgeschätzt. Dazu wird ein blockförmiger Verlauf $y(\gamma)$ betrachtet (Bild 11-7), der so zu beschreiben ist:

$$\begin{aligned} \gamma &= (0..180)^\circ & y &= 1 \\ \gamma &= (180..360)^\circ & y &= -1. \end{aligned}$$

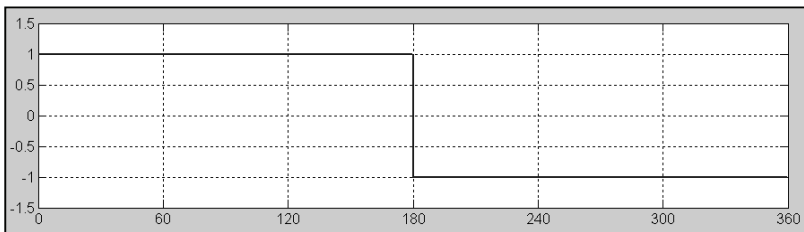


Bild 11-7: Blockförmiger Verlauf

Durch eine Fourieranalyse wird die Grundschiwingung des Verlaufs bestimmt (Bild 11-8). Der quadratische Mittelwert des blockförmigen Verlaufs beträgt $\bar{y}_{quad} = 1$, der quadratische Mittelwert der Grundschiwingung ist $\bar{y}_{1,quad} = 0,9$.

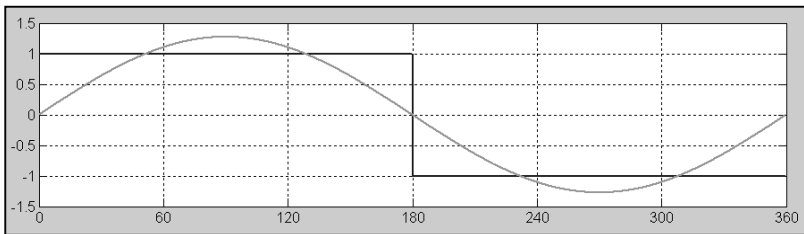


Bild 11-8: Blockförmiger Verlauf und erste Grundschiwingung

Überträgt man diesen Zusammenhang auf den Verlauf der Luftspaltinduktion, so kann daraus der Fehler abgeschätzt werden, der durch die ausschließliche Anwendung des Wickelfaktors der Grundwelle entsteht. Unter der Annahme, dass der Wicklungsfaktor der Grundwelle $\xi_1=1$ und alle anderen Wicklungsfaktoren $\xi_{v>1}=0$

sind, beträgt der Fehler $\frac{\bar{y}_{quad} - \bar{y}_{1,quad}}{\bar{y}_{quad}} \cdot 100\% = 10\%$. Dies ist als

Extremfall zu betrachten, da in der Regel nicht für alle höheren Harmonischen $\xi_{v>1}=0$ gilt. Der Fehler wird also normalerweise kleiner 10% ausfallen.

12 Literaturverzeichnis

| | | |
|------|--|---|
| /1/ | Müller, Gernar | „Theorie elektrischer Maschinen“, VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim 1995 |
| /2/ | Müller, Gernar | „Elektrische Maschinen – Betriebsverhalten“, VEB Verlag Technik Berlin 1985 |
| /3/ | Vogt, Karl | „Elektrische Maschinen - Berechnung“, VEB Verlag Technik, Berlin 1972 |
| /4/ | Marinescu, Marlene | „Analytische Berechnung und Modellvorstellung für Systeme mit Dauermagneten und Eisen“, Dissertation, Braunschweig 1979 |
| /5/ | Strassacker, Gottlieb | „Analytische und numerische Methoden der Feldberechnung“, B.G.Teubner Verlag, Stuttgart 1993 |
| /6/ | Walkhoff, Lutz-Rüdiger | „Theoretische und experimentelle Untersuchungen an einem permanenterregten bürstenlosen Scheibenläufermotor mit Luftspaltwicklung“, Dissertation, Berlin 1989 |
| /7/ | Großman, Reiner | „Theoretische und experimentelle Untersuchungen an Elektronikmotoren“, Dissertation, Ilmenau 1997 |
| /8/ | Daud, Abel-Karim | „Theoretische und experimentelle Untersuchungen an bürstenlosen Einstrang-Gleichstrommotoren“, Dissertation, Berlin 1989 |
| /9/ | Wolff, Ingo | „Grundlagen und Anwendung der Maxwell'schen Theorie II“, B.I. Wissenschaftsverlag, Mannheim 1992 |
| /10/ | Cho, Han-Sam; Im, Chang-Hwan; Jung, Hyun-Kyo | „Magnetic Field Analysis of 2-D Permanent Magnet Array for Planar Motor“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.37, No.5, September 2001 |
| /11/ | Wilton, David T.; Shute, Hazel A.; Mapps, Desmond J. | “Accurate Approximation of Fields and Spectral Response Functions for Perpendicular Recording Heads“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.35, No.4, July 1999 |
| /12/ | Schröder, Dierk | „Elektrische Antriebe 1“, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 1994 |
| /13/ | Blume, Siegfried | „Theorie elektro-magnetischer Felder“, Hüthig Buch Verlag, Heidelberg 1994 |
| /14/ | Ong, Chee-Mun | “Dynamic Simulation of Electric Machinery“, Prentice Hall PTR, New Jersey 1998 |

| | | |
|------|--|--|
| /15/ | Hendershot, J.R.; Miller, TJE | „Design of Brushless Permanent-Magnet Motors“, Magna Physiks Publishing and Clarendon Press, Oxford 1994 |
| /16/ | Brechmann, Gerhard; Dzieia, Werner; Hörnemann, Ernst; Hübscher, Heinrich; Jagla, Dieter; Klaue, Jürgen | „Elektrotechnik – Tabellen Energie-/Industrie-elektronik“, Westermann Schulbuchverlag GmbH, Braunschweig 1996 |
| /17/ | Werksschrift Robert Bosch GmbH | „Kraftfahrttechnisches Handbuch“, 21.Auflage |
| /18/ | Yeadon, William H.; Yeadon, Alan W. | “Handbook of small electric motors”, McGraw-Hill, New York 2001 |
| /19/ | Seidel, Heinz-Ulrich; Wagner, Edwin | “Grundlagen der Elektrotechnik Bd. 1+2”, Fachbuchverlag Leipzig, 2002 |
| /20/ | Cravero, Leandro | “Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten dauermagneterregter Motoren kleiner Leistung“, Verlag ISLE Ilmenau 2006 |
| /21/ | Stölting, Hans-Dieter; Kallenbach, Eberhard | „Handbuch Elektrische Kleinantriebe“, Carl Hanser Verlag München Wien 2006 |
| /22/ | Oesingmann, Dieter | „Grundlagen elektrischer Maschinen“, Vorlesungsunterlagen |
| /23/ | Felderhoff, Rainer; Busch, Udo | „Leistungselektronik“, Carl Hanser Verlag München Wien 2006 |
| /24/ | Marx, Bernd; Süße, Roland | „Theoretische Elektrotechnik, Band 1“, BI Wissenschaftsverlag Mannheim 1994 |
| /25/ | Firmenschrift Magnetfabrik Schramberg | „Produkte – Technische Information“, 2004 |
| /26/ | Firmenschrift IBS Magnet | „Magnetismus – Dauermagnete - Werkstoffe und Systeme“, 2003 |
| /27/ | Firmenschrift Peter Welter GmbH&Co. KG | „Magnet verwirklichen Ideen 4“ |
| /28/ | Bronstein, I.N.; Semendjajew, K.A., Zeidler, E. | „Teubner-Taschenbuch der Mathematik“, B.G.Teubner Stuttgart, Leipzig 1996 |
| /29/ | Hackbart, Michael | „Analyse und Berechnung von permanent-erregten Gleichstrommotoren mit Luftspaltwicklung“, Diplomarbeit, Ilmenau 2007 |
| /30/ | Heumann, Klemens | „Grundlagen der Leistungselektronik“, B.G.Teubner Stuttgart 1996 |
| /31/ | Oesingmann, Dieter | „Die dreiphasige Asynchronmaschine“, Vorlesungsunterlagen |

| | | |
|------|---|--|
| /32/ | Oesingmann, Dieter | „Dauermagneterregte Motoren kleiner Leistungen“, Vorlesungsunterlagen |
| /33/ | Kraßer, Bernhard | „Optimierte Auslegung einer Modulare Dauermagnetmaschine für ein Autarkes Hybridfahrzeug“, Dissertation, München 2000 |
| /34/ | Kanelis, Konstatin | „Die feldorientierte Kennliniensteuerung der stromerregten Synchronmaschine – ein Antriebssystem für Elektrofahrzeuge“, Dissertation, Neubiberg 1994 |
| /35/ | Kolletschke, Hans-Dieter | „Die Modulare Dauermagnetmaschine – Aufbau und Eigenschaften“, Dissertation, Neubiberg 1987 |
| /36/ | Markovic, Miroslav; Perriard Yves | „Analytical Solution for Rotor Eddy-Current Losses in a Slotless Permanent-Magnet Motor: The Case of Current Sheet Excitation“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.44, No.3, March 2008 |
| /37/ | Žarko, Damir; Ban, Drago; Lipo, Thomas A. | „Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.44, No.1, January 2008 |
| /38/ | Silber, Siegfried; Amrhein, Wolfgang; Bösch, Pascal; Schöb, Reto; Barletta, Natale | „Design Aspects of Bearingless Slice Motors“, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 10, No.6, December 2005 |
| /39/ | Jurisch, Frank | „Nutrastrmomente in elektrischen Maschinen: Neue Betrachtungsweise und Maßnahmen zur gezielten Beeinflussung“, Tagungsband SPS/IPC/Drives, Nürnberg 2003 |
| /40/ | Huth, Gerhard | „Nutrastrung von permanenterregten AC-Servomotoren mit gestaffelter Rotoranordnung“, Electrical Engineering 78 (1995), Springer-Verlag 1995 |
| /41/ | Peschke, Jörg | „Analytische Berechnung magnetischer Felder in Permanentmagnet erregten Maschinen“, Dissertation, Hamburg 2006 |
| /42/ | Steinbrink, Jörn | „Analytical Determination of the Cogging Torque in Brushless Motors Excited by Permanent Magnets“, Download vom IEEE Xplore |
| /43/ | Steinbrink, Jörn | „Kraftwirkung in permanentmagneterregten Maschinen“, VDI Verlag, Düsseldorf 2006 |

| | | |
|------|---|---|
| /44/ | Iles-Klumpner, Dorin | „Advanced electromagnetic design techniques for small permanent electric machines“, 17. Kleinmaschinenkolloquium Ilmenau, 2009 |
| /45/ | Kim, Dong-Hun; Park, Il-Han; Lee, Joon-Ho; Kim, Chang-Eob | “Optimal Shape Design of Iron Core to Reduce Cogging Torque of IPM Motor“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.39, No.3, 2003 |
| /46/ | Lee, Joon-Ho; Kim, Dong-Hun; Park, Il-Han | “Minimization of Higher Back-EMF Harmonics in Permanent Magnet Motor Using Shape Design Sensitivity With B-Spline Parameterization“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.39, No.3, 2003 |
| /47/ | Lee, Joon-Ho; Lee, Young-Hwan; Kim, Dong-Hun; Lee, Ki-Sik; Park, Il-Han | “Dynamic Vibration Analysis of Switched Reluctance Motor Using Magnetic Charge Force Density and Mechanical Analysis“, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol.12, No.1, 2002 |
| /48/ | Lee, Se-Hee; Kim, Dong-Hun; Lee, Joon-Ho; Kim, Byung-Sung; Park, Il Han | “Shape Design Sensitivity for Force Density Distribution of Magnetic Systems“, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol.12, No.1, 2002 |
| /49/ | Taegen, F., Kolbe, J. | „Carter-Faktor und Leitwertswellen elektrischer Maschinen mit magnetischem Nutverschluss“, Electrical Engineering 78 315-320, Springer Verlag 1995 |
| /50/ | Kolbe, J. | „Analytische Nachbildung der numerisch ermittelten Feldverteilung von mehrsträngigen Wicklungen in Asynchronmaschinen“, Archiv für Elektrotechnik 65, Springer-Verlag 1982 |
| /51/ | Zhu, Z. Q.; Howe, D.; Bolte, E.; Ackermann, B. | „Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part I: Open-Circuit Field“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.29, No.1, 1993 |
| /52/ | Zhu, Z. Q.; Howe, D. | „Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part II: Armature-Reaction Field“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.29, No.1, 1993 |
| /53/ | Zhu, Z. Q.; Howe, D. | „Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part III: Effect of Stator Slotting“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.29, No.1, 1993 |

| | | |
|------|----------------------|--|
| /54/ | Zhu, Z. Q.; Howe, D. | „Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part IV: Magnetic Field on Load“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.29, No.1, 1993 |
| /55/ | Kolbe, J. | “Zur numerischen Berechnung und analytischen Nachbildung des Luftspaltfeldes von Drehstrommaschinen“; Dissertation, Hamburg 1983 |

13 Verzeichnis der Formelzeichen und Indizes

13.1 Formelzeichen

| | |
|------------|--|
| A_W | Wickelraum |
| B | Flussdichte |
| B_r | Remanenzflussdichte |
| b_{LJ} | Läuferjochbreite |
| b_{NS} | Nutschlitzbreite |
| b_{ZK} | Zahnkopfbreite |
| b_Z | Zahnbreite |
| c | Motorkonstante |
| d_{aL} | Läuferaußendurchmesser |
| d_{aS} | Ständeraußendurchmesser |
| d_{Cu} | Drahtdurchmesser |
| d_{iL} | Läuferinnendurchmesser |
| d_{iS} | Ständerinnendurchmesser |
| d_W | Durchmesser der Wellenbohrung im Läufer |
| H | Magnetische Feldstärke |
| ${}_B H_C$ | Koerzitivfeldstärke |
| h_B | Blechstärke |
| h_{PM} | Magnethöhe |
| h_{ZK} | Höhe des Zahnkopfs |
| I | Strom |
| I_{DC} | Strom auf der Gleichspannungsseite |
| I_H | Haltestrom |
| I_L | Leiterstrom |
| I_{Str} | Strangstrom |
| i_k | Strom im Leiter |
| J | Stromdichte |
| J_L | Massenträgheitsmoment des Läufers |
| J_m | Magnetische Polarisierung |
| K_F | Dämpfungsfaktor |
| K_n | Konstante zur Berechnung der induzierten Spannung aus der Drehzahl |

| | |
|-------------|---|
| K_{Str} | Konstante zur Berechnung des pro Strang hervorgerufenen Drehmoments in Abhängigkeit vom Strangstrom |
| $k_1 - k_5$ | Koeffizienten zur Berücksichtigung des Einflusses der Nuten auf das Luftspaltfeld |
| L_{Str} | Stranginduktivität |
| l_{BP} | Blechpaketlänge |
| l_i | Ideelle Länge |
| l_L | Gesamtläuferlänge |
| l_{PM} | Axiale Magnetlänge |
| M | Drehmoment |
| M_i | Inneres Drehmoment |
| M_{Last} | Lastdrehmoment |
| M_{NR} | Nutrastmoment |
| M_p | Magnetisierung |
| M_{Str} | Pro Strang hervorgerufenes Drehmoment |
| M_V | Verlustdrehmoment |
| m | Strangzahl |
| N | Anzahl Nuten |
| n | Drehzahl des Motors |
| P | Wirkleistung |
| P_S | Scheinleistung |
| p | Polpaarzahl |
| Q | Anzahl der Spulen im Strang |
| R_Q | Innenwiderstand einer Spannungsquelle |
| R_{Str} | Strangwiderstand |
| r_{aL} | Radius der Kante vom Läufer zum Luftspalt |
| r_{aS} | Radius der Kante vom Ständer zum Luftspalt |
| r_{ages} | Außenradius des Motors |
| s | Integrationsweg |
| T_v | Tastverhältnis |
| U | Spannung |
| U_i | Induzierte Spannung |
| U_k | Spannung des Gleichspannungszwischenkreises |
| U_{LL} | Leiter-Leiter-Spannung |
| U_n | Nennspannung |
| U_{Str} | Strangspannung |

| | |
|-----------------------|--|
| V | Skalares magnetisches Potential |
| w_{Anker} | Ankerwindungszahl (bei Kommutatormotoren) |
| w | Windungszahl |
| X | Hilfsvariable |
| x_k | Kartesische Koordinate |
| Y | Hilfsvariable |
| y | Wickelschritt |
| y_k | Kartesische Koordinate |
| α_N | von der Nutteilung überstrichener Winkel |
| α_{NS} | vom Nutschlitz überstrichener Winkel |
| α_p | Polüberdeckungsfaktor |
| α_{ZK} | vom Zahnkopf überstrichener Winkel |
| $\Delta\alpha_{PM,n}$ | Verschiebung eines Magnetsegmentes |
| Γ_L | Rotorlagewinkel |
| δ | Magnetisch wirksame Luftspaltlänge |
| δ_i | Ideelle Luftspaltlänge |
| δ_{mech} | Mechanische Luftspaltlänge |
| ε | Koeffizient zur Charakterisierung der spezifischen Ummagnetisierungsverluste |
| η_v | Sehnungswinkel bezgl. Harmonischer der Ordnungszahl v |
| Θ | Durchflutung |
| μ_0 | Permeabilität des Vakuums, $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/Am}$ |
| μ_r | Relative Permeabilität |
| μ_{rLJoch} | Relative Permeabilität des Läuferjochs |
| μ_{rSJoch} | Relative Permeabilität des Ständerjochs |
| ξ | Wicklungsfaktor |
| ξ_{gr} | Gruppenfaktor |
| ξ_{schr} | Schrägungsfaktor |
| ρ_M | Polarisationsladungsdichte |
| ρ_{PM} | Dichte des Magnetmaterials |
| ρ_{LJ} | Dichte des Läuferjochs |
| σ | Koeffizient zur Charakterisierung der spezifischen Wirbelstromverluste |
| Φ_{Pol} | Fluss pro Pol |
| Φ_δ | Luftspaltfluss |
| φ_{Cu} | Kupferfüllfaktor |

| | |
|-----------------|-------------------------------------|
| φ_i | Phasenlage des Stroms |
| φ_{Ui} | Phasenlage der induzierten Spannung |
| Ψ | Verketteter Fluss |
| ω | Kreisfrequenz |
| ω_p | Frequenz der Grundwelle |
| Ω_{mech} | Winkelgeschwindigkeit |

13.2 Indizes

| | |
|--------------|--|
| <i>außen</i> | Außenläufer |
| S | Selbst-(induktivität) |
| G | Gegen-(induktivität) |
| i | Größe in der Spule i |
| <i>innen</i> | Innenläufer |
| j | Größe im Strang j |
| L | Läufer |
| LJ | Läuferjoch |
| max | Maximum |
| min | Minimum |
| n | Normalkomponente |
| PM | Permanentmagnet |
| S | Ständer |
| SJ | Ständerjoch |
| Sp | Spule |
| t | Tangentialkomponente |
| δ | Luftspalt |
| v | die Harmonische der jeweiligen Ordnungszahl betreffend |